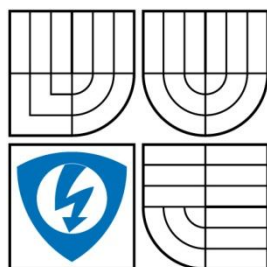


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

RC OSCILÁTORY PRO PÁSMO VYŠŠÍCH KMITOČTŮ

OSCILLATORS RC FOR HIGHER FREQUENCY RANGE

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. Petr Polách

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

prof. Ing. Tomáš Dostál, DrSc.

BRNO, 2008

LICENČNÍ SMLOUVA POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Bc. Petr Polách
Bytem: Sportovní 364, Týnec 691 54
Narozen/a (datum a místo): 9. listopadu. 1982 ve Valticích
(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta [elektrotechniky a komunikačních technologií](#)
se sídlem [Údolní 53, Brno, 602 00](#)
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:
[prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida, předseda rady oboru Elektronika a sdělovací technika](#)
(dále jen „nabyvatel“)

Čl. 1

Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- ☐ disertační práce
 - ☐ diplomová práce
 - ☐ bakalářská práce
 - ☐ jiná práce, jejíž druh je specifikován jako
- (dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: RC oscilátory pro pásmo vyšších kmitočtů.

Vedoucí/ školitel VŠKP: prof. Ing. Tomáš Dostál, DrSc.

Ústav: Ústav radioelektroniky

Datum obhajoby VŠKP:

VŠKP odevzdal autor nabyvateli v *:

- ☒ tištěné formě – počet exemplářů 2
- ☒ elektronické formě – počet exemplářů 2

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.
3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.
4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

* hodící se zaškrtněte

Článek 2

Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
 - ☐ ihned po uzavření této smlouvy
 - ☐ 1 rok po uzavření této smlouvy
 - ☐ 3 roky po uzavření této smlouvy
 - ☐ 5 let po uzavření této smlouvy
 - ☐ 10 let po uzavření této smlouvy(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

Článek 3

Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne:

.....
Nabyvatel

.....
Autor

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

RC OSCILÁTORY PRO PÁSMO VYŠŠÍCH KMITOČTŮ

Diplomová práce

Studijní obor: Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Petr POLÁCH

Vedoucí práce: prof. Ing. Tomáš Dostál, DrSc.

Abstrakt

Diplomová práce pojednává o RC oscilátorech využitelných ve vyšších kmitočtových pásmech s použitím moderních funkčních bloků a operačních zesilovačů. Pro jednotlivé aktivní prvky (konvektor, operační zesilovač s proudovou zpětnou vazbou, transkonduktivní operační zesilovač, napěťový operační zesilovač) jsou navrženy modely, vhodné pro obvodový simulátor PSpice, postihující jejich vlastnosti v různých úrovních, od ideálního až po úplný popis parazitních jevů. Na základě studia doporučené literatury a firemní dokumentace jsou navržena různá zapojení oscilátorů 2. a 3. Řádu. Analýzou na počítači (PSpice, SNAP) je ověřeno splnění oscilačních podmínek, nasazení kmitů a vhodnými simulacemi prozkoumány vlivy působení parazitních vlastností aktivních prvků. V závěru jsou uvedeny a simulacemi ověřeny dvě zapojení oscilátorů s možnostmi elektronického přeladování.

Klíčová slova

RC oscilátor, konvektor, operační zesilovač s proudovou zpětnou vazbou, transkonduktivní operační zesilovač, simulace, návrh, elektronické přeladování, parazitní vlastnosti.

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY
Faculty of Electrical Engineering and Communication

Department of Radio Electronics

OSCILLATORS RC FOR HIGHER FREQUENCY RANGE

Master's Thesis

Specialization: Electronics and Communication

Student: Bc. Petr POLÁČH

Supervisor: prof. Ing. Tomáš Dostál, DrSc.

Abstract

This thesis deals with RC oscillators applicable in higher frequency ranges with the use of modern active elements. For individual function blocks (conveyor, current feedback amplifier, operational transconductance amplifier, voltage feedback amplifier) suitable models are suggested for the circuit simulator PSpice covering their characteristics on various levels, from an ideal one up to the full description of parasitic effects. On the basis of the study of recommended literature and company documentation various oscillator connections of the ranks 2 and 3 are suggested. By analysis through computer (PSpice, SNAP) the fulfilment of oscillation conditions, onset of oscillations were verified and by means of suitable simulations the effects of the impact on the parasitic characteristics of active elements was examined. Finally there are two oscillator connections stated and verified by simulations with the possibility of electronic retuning.

Key words

RC oscillator, conveyor, current feedback amplifier, operational transconductance amplifier, simulation, suggestion, electronic retuning, parasitic characteristics.

Bibliografická citace:

POLÁCH, P. *RC oscilátory pro pásmo vyšších kmitočtů: diplomová práce*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008. 84 s. Vedoucí diplomové práce prof. Ing. Tomáš Dostál, DrSc.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma RC oscilátory pro pásmo vyšších kmitočtů jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Prof. Ing. Tomáši Dostálovi, DrSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne

.....
podpis autora

Obsah

1 Úvod	12
2 Rozdělení a vlastnosti oscilátorů	13
2.1 Popis a rozdělení oscilátorů	13
2.2 Základní parametry oscilátorů	14
2.2.1 Stabilita frekvence	14
2.2.2 Přesnost frekvence	14
2.3 Oscilační podmínky	17
3 Základní zapojení RC oscilátorů	18
3.1 Oscilátory s příčkovými články	18
3.2 Zapojení s Wienovým článkem	21
3.3 Oscilátor s T-článkem	22
4. Moderní OZ a funkční bloky	24
4.1 Porovnání vlastností operačních zesilovačů	25
5 Konvejory	26
5.1 Proudové konvejory	26
5.1.1 Nejpoužívanější proudové konvejory	26
5.1.2 Obecný proudový konvektor	27
5.1.3 Univerzální proudový konvektor	28
5.2 Napěťové konvejory	29
5.3 Modelové úrovně GCC	29
5.3.1 První úroveň ABM modelů	29
5.3.2 Druhá úroveň ABM modelů	29
5.3.3 Třetí úroveň ABM modelů	30
5.4 Oscilátory s proudovými konvejory	31
5.4.1 Oscilátor č. 1	31
5.4.2 Oscilátor č. 2	34
5.4.3 Oscilátor č. 3	36
6 Zesilovače s proudovou zpětnou vazbou	39
6.1 Oscilátor s Wienovým článkem	41
6.1.1 Testování vlastností oscilátoru (Wienův článek) s modelem CFA	42
6.2 Oscilátor s T-článkem	44
6.2.1 Testování vlastností oscilátoru (T-článek) s modelem CFA	45
7 Transkonduktivní (transadmitanční) operační zesilovače	47

7.1 Modely 3. úrovně OTA.....	48
7.2 Oscilátor s Wienovým článkem.....	49
7.2.1 Testování vlastností oscilátoru s modelem OTA.....	50
7.3.1 Oscilátory OTA-C.....	51
8 Nortonův zesilovač.....	53
9 Napět'ové Operační zesilovače.....	55
10. Elektronicky přeladitelné oscilátory.....	57
10.1 Přeladitelný oscilátor č. 1 (Senami).....	57
11.2 Přeladitelný oscilátor č. 2 (CFA, AD844).....	61
11. Závěr.....	67
12 Literatura.....	68
13 Seznam obrázků.....	70
14 Seznam tabulek.....	73
15 Seznam použitých zkratk.....	74
16 Příloha.....	75

1 Úvod

V šedesátých letech minulého století se začaly v analogových obvodech používat operační zesilovače (OZ), což znamenalo velký krok kupředu. Jednalo se především o napěťové OZ použitelné v pásmu audio. Rozvojem komunikačních technologií se zavádí požadavky na realizaci RC oscilátorů a ARC filtrů i pro kmitočtově vyšší pásma, i když tato oblast byla donedávna doménou RLC obvodů a různých typů elektromechanických, keramických či krystalových zařízení. Vedou k tomu požadavky integrovanosti a také požadavek elektronické přeladitelnosti.

Trendem současnosti jsou moderní funkční bloky, s oblibou jsou používány především k realizaci aktivních filtrů a oscilátorů, které se velmi výhodně používají v širokém kmitočtovém spektru od jednotek Hz až po jednotky respektive desítky MHz, přičemž se tato hranice neustále posouvá směrem nahoru.

Tento zlom používání RC oscilátorů ve vyšších kmitočtových pásmech nastal počátkem devadesátých let rozvojem nových integrovaných obvodů s podstatně vyššími mezními kmitočty, než měly doposud používané operační zesilovače. Značná pozornost se soustředila na aktivní prvky s proudovou zpětnou vazbou založené na využití proudových konvektorů.

Následně se objevila i řada nových operačních zesilovačů s napěťovou zpětnou vazbou a vysokými tranzitními kmitočty. Z nich je možné použít jen některé. Praktické ověřování ukázalo, že v současnosti lze při použití realizací s diskrétními prvky dosáhnout nejvyšších kmitočtových pásem právě s těmito operačními zesilovači. Pro integrované realizace je ale zřejmý trend s převážným použitím transadmitančních zesilovačů. [6]

Cílem diplomové práce je seznámení s moderními funkčními bloky a jejich aplikací v RC oscilátorech, kmitajících ve vyšších kmitočtových pásmech. Jedná se tedy o pásmo kmitočtů v řádech jednotek až desítek MHz. Analýzou na počítači ověřit splnění oscilačních podmínek a nasazení kmitů u pěti oscilátorů 2. a 3. řádu, prostudovat jejich reálné vlastnosti a parazitní jevy. Dále u vybraných zapojení prostudovat a simulacemi ověřit možnost elektronického přeladování. Pro řešení a simulace oscilátorů jsou použity programy PSpice a SNAP.

Diplomová práce je rozdělena do několika kapitol.

V první části jsou popsány základní vlastnosti a dělení oscilátorů. Dále je zde uvedeno základní zapojení zpětnovazebních RC oscilátorů s operačními zesilovači.

Druhá část diplomové práce se zabývá moderními operačními zesilovači, funkčními bloky a jejich využitím v RC oscilátorech pro vyšší kmitočty.

V závěrečné části jsou uvedeny různé způsoby elektronického přeladování. Vybrány jsou zde dvě zapojení oscilátorů, které vykazují vhodné parametry pro realizaci. Konkrétně jsou zde ukázány způsoby elektronického přeladování oscilátoru pomocí digitálního potenciometru (s AD844) a přeladování pomocí transkonduktivního operačního zesilovače.

2 Rozdělení a vlastnosti oscilátorů

2.1 Popis a rozdělení oscilátorů

Generátorem se nazývá zařízení, které je zdrojem elektrických signálů, tj. mění energii z napájecího zdroje (zpravidla stejnosměrného) na energii vyráběných kmitů. Generátory patří mezi autonomní obvody, které nejsou buzeny z vnějších zdrojů (signálů), obsahují však vnitřní zdroje energie, na jejichž úkor mohou vytvářet časově proměnné elektrické signály [1].

Podle tvaru časového průběhu vyráběných kmitů (napětí či proudu) třídíme generátory do dvou základních skupin:

- 1, generátory harmonických kmitů, zvané zpravidla oscilátory, u kterých výstupní napětí má tvar sinusového průběhu, tj. tvar výstupního napětí se dá popsat jednoduchou funkcí sinus nebo kosinus, (např. $u = U_0 \cdot \sin(\omega t + \varphi)$ nebo

$$u = U_0 \cdot \cos(\omega t + \varphi)$$

- a, oscilátory LC:
- dvoubodové
 - zpětnovazební
 - tříbodové

b, oscilátory RC

- 2, generátory tvarových kmitů, tj. např. pilovitých, trojúhelníkovitých, pravoúhlých kmitů nebo pulsů. Tvar výstupního napětí se nedá popsat jednoduchou funkcí sinus nebo kosinus, ale na jeho popis musíme použít soustavu součtů sinusových a kosinusových funkcí, tj. *Fourierův rozvoj*

Periodické kmity vznikají v obvodech obsahujících jeden nebo více akumulačních prvků, sloužících jako zásobárny energie. Aby mohly v takovém obvodu vzniknout netlumené kmity, musíme do něj přivádět elektrickou energii v takových dávkách a v takových časových okamžicích, aby se kmity trvale udržovaly. Proto musí být mezi zdroj elektrické energie a obvod s akumulačními prvky zařazen prvek, který automaticky řídí přivádění elektrické energie v potřebném taktu do obvodu, v němž dochází ke kmitavé výměně energie. Dodávka energie musí samozřejmě pokrýt i výkon dodávaný připojené zátěži [2].

Z uvedených úvah vyplývá, že každý oscilátor se skládá principiálně ze tří základních částí:

- zdroje stejnosměrného napětí (proudu)
- kmitavého obvodu s akumulačními prvky a s připojenou zátěží
- ze samočinného regulátoru dávkování energie, řízeného vhodnou zpětnou vazbou

V další části jsou popsány RC oscilátory, jejichž hlavními vlastnostmi oproti LC oscilátorům jsou menší rozměry, cena a menší konstrukční náročnost.

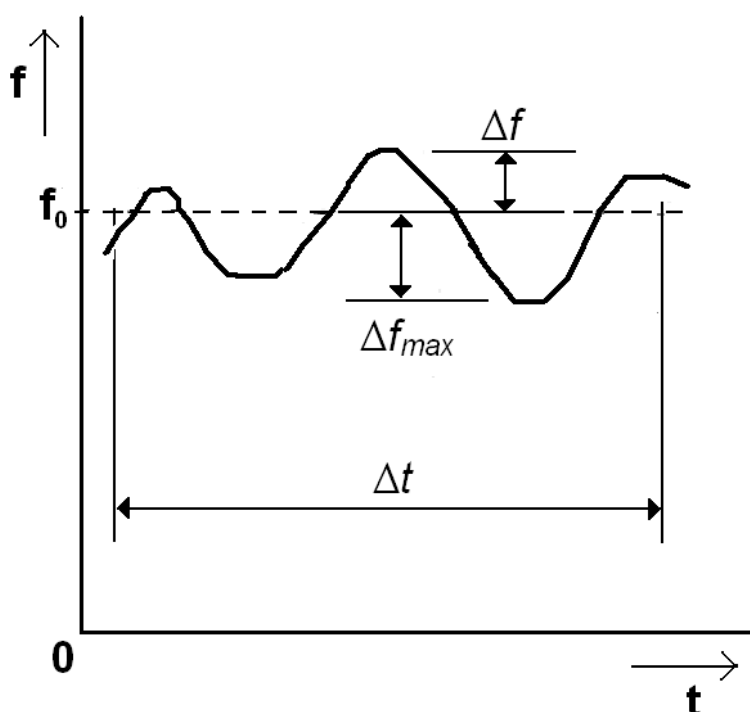
Elektronické RC oscilátory se používají v různých zařízeních oznamovací, měřicí, výpočtové a automatizační techniky. Svými vlastnostmi výrazně ovlivňují vlastnosti celého zařízení, proto je potřebné poznat jejich druhy, principy jejich činnosti a jejich vlastnosti.

2.2 Základní parametry oscilátorů

Základními parametry oscilátorů jsou stabilita a přesnost frekvence.

2.2.1 Stabilita frekvence

Stabilita frekvence je míra změny frekvence s časem. Číselně se vyjadřuje největší relativní změnou $\frac{\Delta f_{\max}}{f_0}$ uvažovanou v určitém časovém intervalu Δt , například za 1 sekundu, 1 hodinu, 1 den, atd. [7].

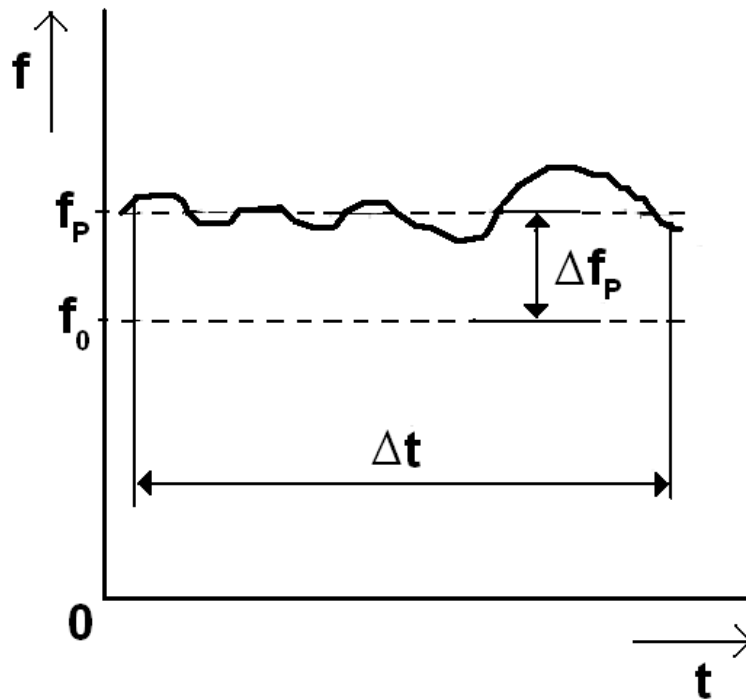


Obr. 2.1: Stanovení stability výstupní frekvence

Je-li Δt mnohem větší než 1s, hovoříme o *dlouhodobé stabilitě*. Naopak *krátkodobá stabilita* je odchylka frekvence v relativně krátkém časovém intervalu, obvykle mnohem menším než 1s, způsobená především náhodnými fluktuacemi a šumem. Pokud je oscilátor nastaven na jmenovitou hodnotu výstupní frekvence f_0 , lze změřit časový průběh okamžité hodnoty frekvence v určitém časovém intervalu, jak je znázorněno na obr. 2.1. Pro požadovaný časový interval Δt lze potom z naměřených hodnot stanovit Δf_{\max} a vypočítat stabilitu frekvence [7].

2.2.2 Přesnost frekvence

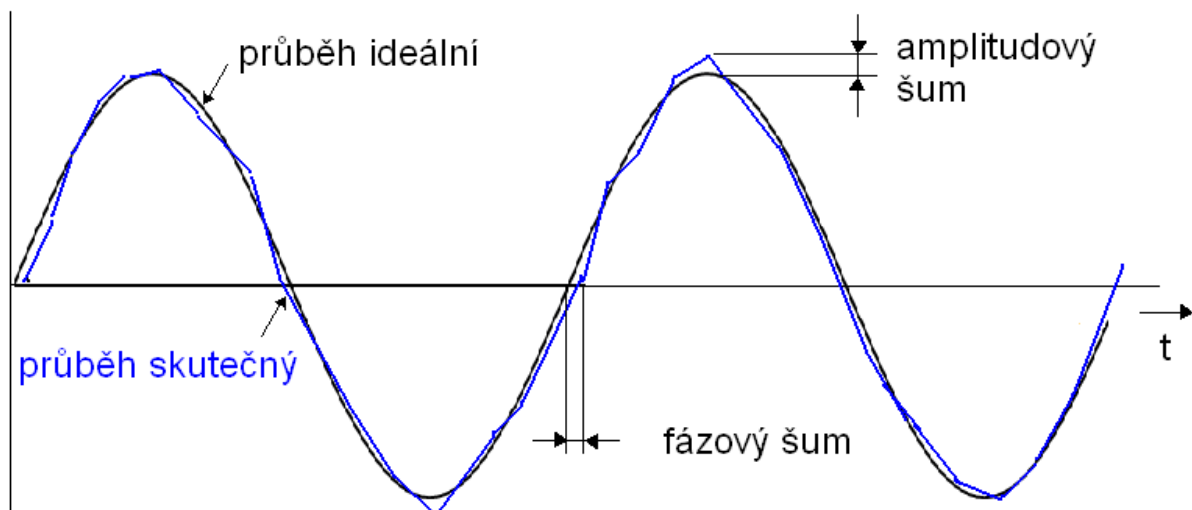
Přesnost frekvence se vyjadřuje poměrnou odchylkou $\frac{\Delta f_p}{f_0}$ uvažovanou opět v daném časovém intervalu Δt . Ze změřeného časového průběhu okamžité výstupní frekvence v intervalu Δt se stanoví střední hodnota frekvence f_p , jak je znázorněno na obr. 2.2. Z frekvencí f_p a f_0 se určí Δf_p a následně se vypočítá přesnost výstupní frekvence [7].



Obr. 2.2: Stanovení přesnosti výstupní frekvence

Na obr. 2.3 je zakreslen časový průběh ideálního sinusového signálu a současně i signálu reálného, který může být na výstupu oscilátoru. U reálného signálu dochází k náhodným rychlým změnám okamžité velikosti signálu, které jsou označovány jako *amplitudový šum*.

Kromě toho je z obr. 2.3 vidět, že dochází i k fluktuaci fáze signálu, tj. ke změnám průchodu signálu nulou oproti ideálnímu průběhu. V důsledku toho vzniká tzv. *fázový šum*, který může být velice intenzivní, a proto patří k nejdůležitějším parametrům zdrojů vf signálů [7].

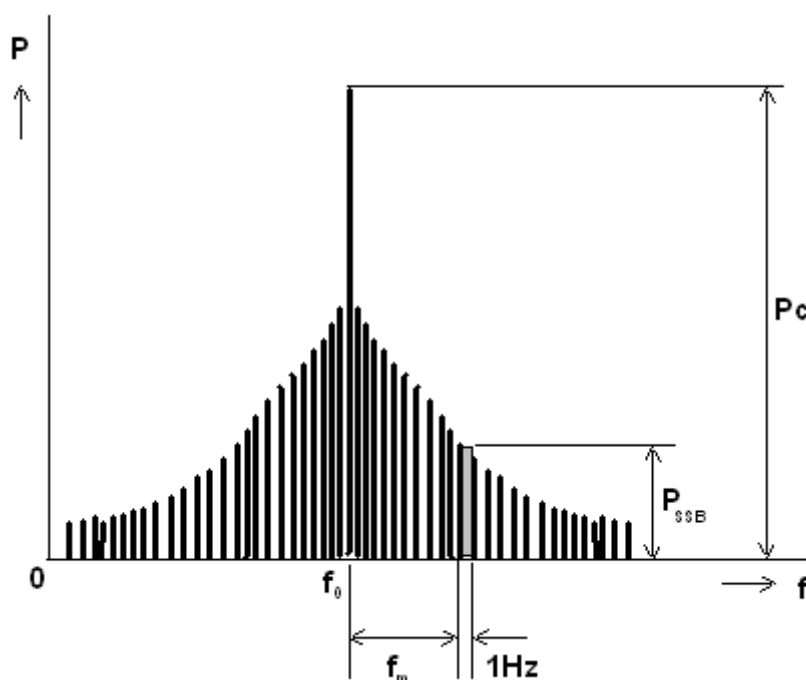


Obr. 2.3: Znázornění amplitudového a fázového šumu

Kvalitativní hodnocení fázového šumu lze provést různými způsoby. Nejčastěji se vychází ze zobrazení výstupního signálu ve frekvenční oblasti, které lze získat v praxi pomocí spektrálního analyzátoru. Typický průběh spektra výstupního signálu oscilátoru je nakreslen na obr. 2.4. Poněvadž spektrum je souměrné vůči jmenovité hodnotě frekvence (nosné) f_0 , uvažuje se pouze jedno postranní pásmo (SSB). Fázový šum na ofsetové (nebo Fourierově) frekvenci f_m je potom definován vztahem:

$$\alpha(f_m) = \frac{P_{SSB}}{P_C} \text{ [Hz}^{-1}\text{]} \text{ resp. } \alpha_{dB}(f_m) = 10 \cdot \log \frac{P_{SSB}}{P_C} \text{ [dBc} \cdot \text{Hz}^{-1}\text{]} \quad (2.1)$$

V tomto vztahu P_{SSB} vyjadřuje hustotu výkonu signálu (výkon na jednotku šířky pásma 1Hz) na ofsetové frekvenci f_m a P_C je celkový výkon signálu (nosné) s frekvencí f_0 .



Obr. 2.4: Spektrum fázového šumu

Při měření fázového šumu v decibelech se používá označení dBc. Toto označení respektuje skutečnost, že se jedná o relativní vyjádření vzhledem k výkonu nosné (carrier-c) [7].

2.3 Oscilační podmínky

Z teorie o zpětné vazbě je znám následující vztah (nazýván Blackův)

$$K = \frac{u_2}{u_1} = \frac{A}{1 - \beta \cdot A}. \quad (2.2)$$

Za určitých okolností mohou v obvodě vzniknout oscilace. Oscilační podmínky, kdy je obvod na mezi stability, se dostane obecně tak, že do charakteristické rovnice dosadíme za proměnnou $s = j\omega$ a rovnici rozložíme na reálnou a imaginární část

$$\operatorname{Re}[R(j\omega)] = 0, \quad \operatorname{Im}[R(j\omega)] = 0. \quad (2.3)$$

Tyto dvě oscilační podmínky jsou základem lineární teorie oscilátorů. Často jsou modifikovány do tvaru podmínky modulové

$$\operatorname{Mod}[R(j\omega)] = 0, \quad (2.4)$$

a podmínky fázové

$$\operatorname{Arg}[R(j\omega)] = k \cdot 360^\circ, \quad k = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (2.5)$$

V případě obvodů se zpětnou vazbou vztah pro charakteristickou rovnici má tvar

$$R(p) = 1 - \beta(p) \cdot A(p) = 0. \quad (2.6)$$

Pak oscilační podmínky lze upravit do další velmi používané modifikace. Pro podmínku modulovou

$$\operatorname{Mod}[\beta(j\omega)A(j\omega)] = \beta A = 1, \quad (2.7)$$

a argumentovou (fázovou)

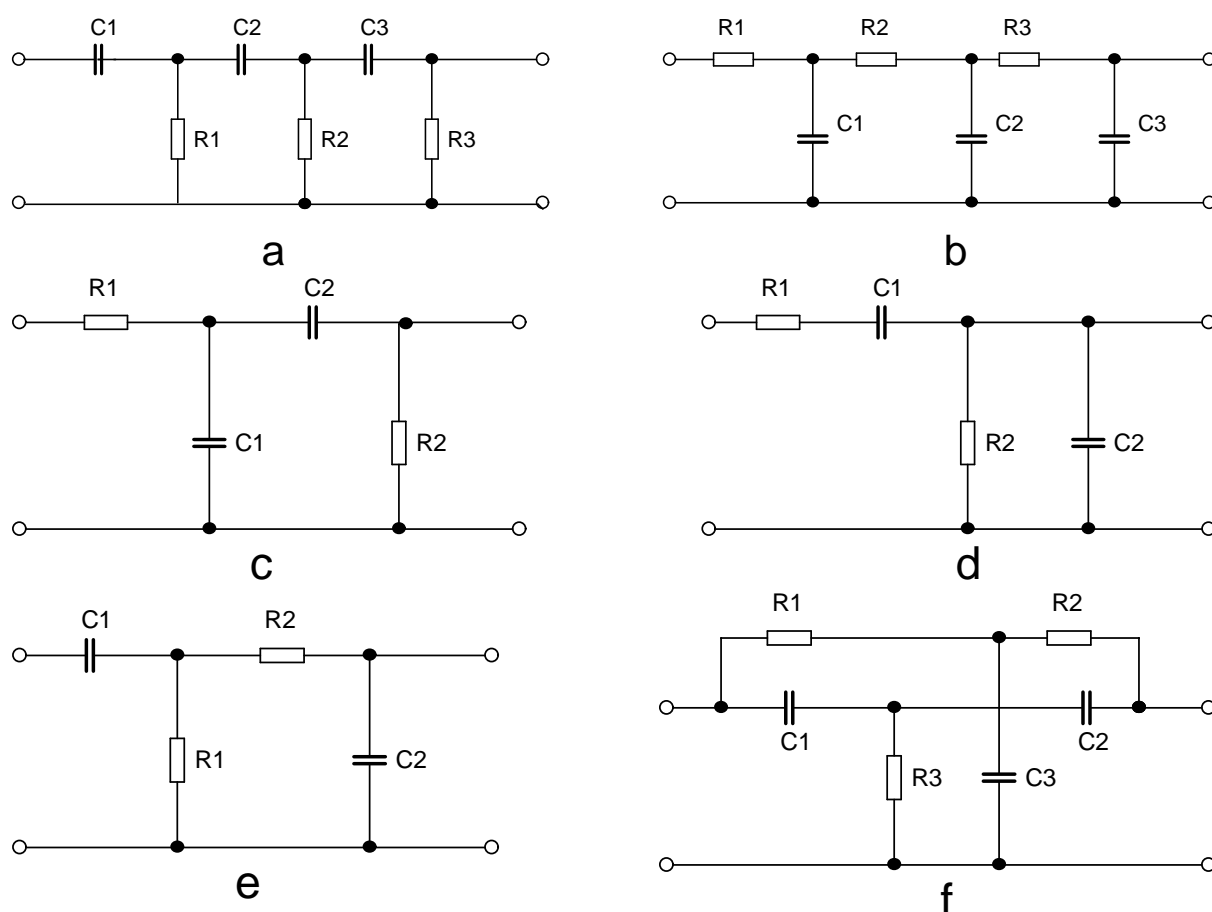
$$\operatorname{Arg}[\beta(j\omega)A(j\omega)] = \varphi_A + \varphi_B = k \cdot 360^\circ, \quad k = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (2.8)$$

Modulová podmínka (2.7) nám říká, že celkový přenos zpětnovazební smyčky v oscilátoru generujícího kmity musí být vždy roven jedné.

Z argumentové podmínky (2.8) vyplývá, že celkové fázové posunutí ve smyčce zpětné vazby musí být při kmitočtu ω_1 nulové, respektive musí být celým násobkem $2n$. Posouvá-li tedy zesilovač fázi o n , musí zpětnovazební článek posouvat fázi buď o n , nebo o $-n$ [1].

3 Základní zapojení RC oscilátorů

Základní zapojení RC oscilátorů se skládá z daného operačního zesilovače a určitého zpětnovazebního přenosového článku. Přenosový článek může mít charakter horní, dolní i pásmové propusti, anebo i pásmové zádrže. U RC oscilátorů je modulová charakteristika $|\beta(\omega)|$ poměrně plochá a tak určujícím činitelem pro jednoznačnou oscilaci je dostatečně strmá fázová charakteristika $\varphi(\omega)$. Typické zpětnovazební obvody oscilátorů jsou uvedeny na obr. 3.1a - f. Nejpoužívanějšími zapojeními jsou Wienův článek, T-článek nebo příčkové RC články [2].

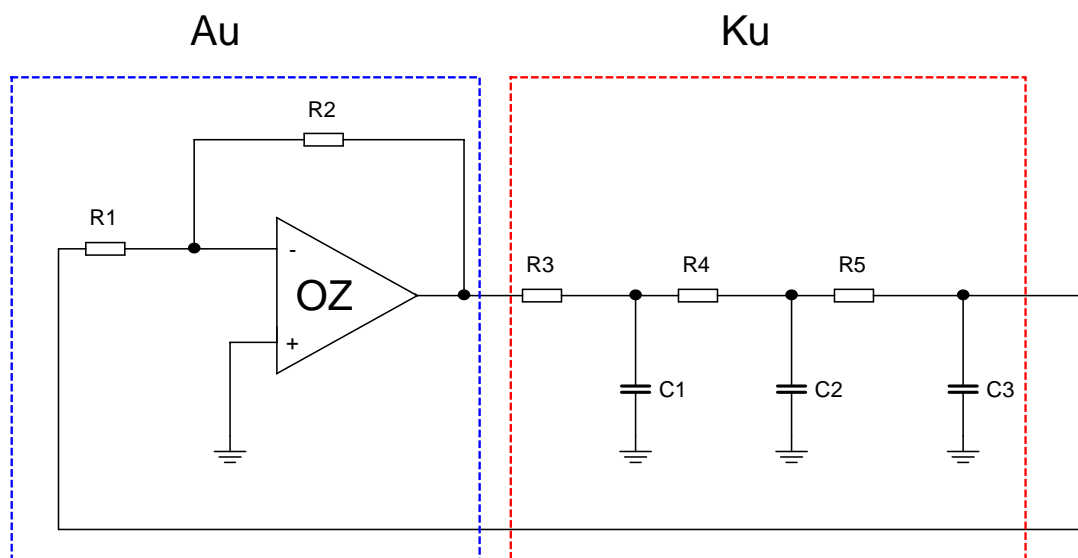


Obr. 3.1: Typické zpětnovazební obvody oscilátorů

3.1 Oscilátory s příčkovými články

Tyto oscilátory jsou složeny s derivačních nebo integračních článků zapojených za sebou ve zpětné vazbě, tak jak je uvedeno na obr. 3.1a, b. Z vypočteného přenosu těchto zapojení ve zpětné vazbě, se odvodí oscilační kmitočet. Následně, při znalosti oscilačního kmitočtu, se může vypočítat hodnota zpětné vazby β . Proto, aby byly splněny oscilační podmínky, se musí obvod doplnit daným zesilovačem s daným zesílením.

Zapojení oscilátoru s příčkovými RC články (typu DP)



Obr. 3.2: Oscilátor s příčkovými RC články (typu DP)

Kmitočet oscilátoru s příčkovými RC články, kde hodnoty kondenzátorů $C_1=C_2=C_3=C$ hodnoty rezistorů $R_3=R_4=R_5=R$, odvodíme následujícím postupem.

Přenos K_u je získán pomocí programu SNAP

$$K_u = \frac{1}{1 + p6RC + p^2 5R^2 C^2 + p^3 R^3 C^3}, \quad (3.1)$$

za p se dosadí $j\omega$ a po úpravě je získán výraz

$$K_u = \frac{1}{(1 - 5\omega^2 R^2 C^2) + j\omega RC * (6 - \omega^2 R^2 C^2)}. \quad (3.2)$$

Ze jmenovatele rovnice (3.2) se vybere imaginární část a položí se rovna nule. Poté je vypočten kmitočet generovaného signálu

$$j\omega RC * (6 - \omega^2 R^2 C^2) = 0, \quad (3.3)$$

$$\Rightarrow \omega = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} = \frac{0 \pm \sqrt{0 - 4 * (-R^3 C^3) * 6RC}}{2 * (-R^3 C^3)} = \frac{\pm \sqrt{24R^4 C^4}}{-2R^3 C^3} = \frac{-2R^2 C^2 \sqrt{6}}{-2R^3 C^3} = \frac{\sqrt{6}}{RC},$$

$$\omega_{osc} = \frac{\sqrt{6}}{RC}. \quad (3.4)$$

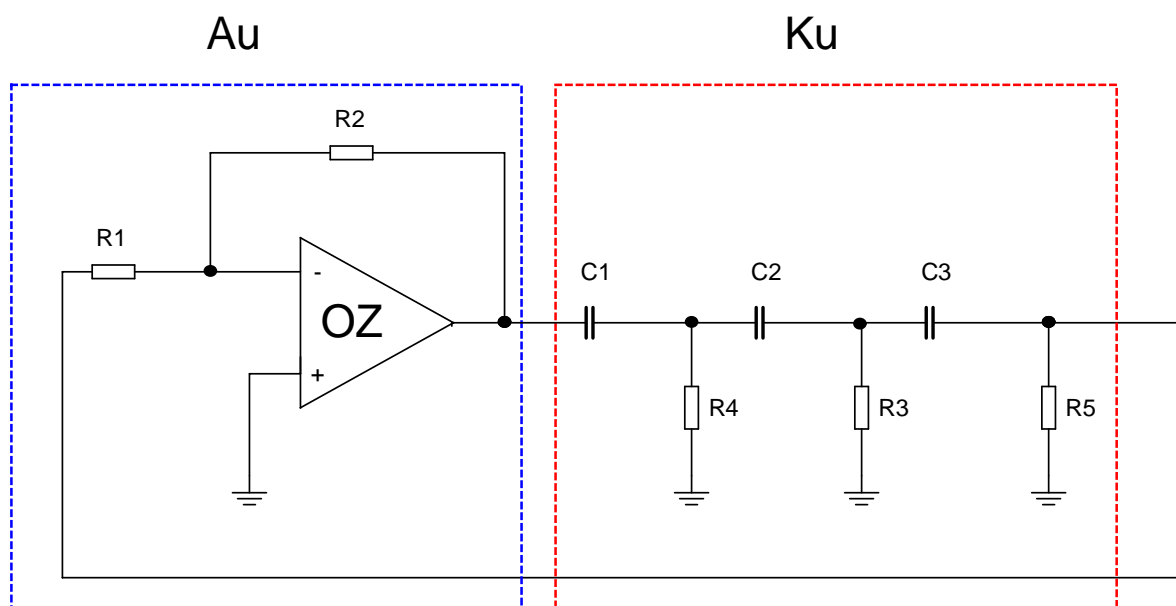
Dosazením ω_0 do rovnice (3.2) se získá přenos zpětné vazby

$$K_u = \frac{1}{\left(1 - 5\left(\frac{\sqrt{6}}{RC}\right)^2 R^2 C^2\right) + j \frac{\sqrt{6}}{RC} RC * \left(6 - \left(\frac{\sqrt{6}}{RC}\right)^2 R^2 C^2\right)} = \frac{1}{1 - 30 + \sqrt{6} * 0},$$

$$K_u = -\frac{1}{29}. \quad (3.5)$$

Z výše odvozených vztahů plyne: aby byla splněna amplitudová oscilační podmínka ($A_U = -29$), musí být použit invertující operační zesilovač se zesílením 29.

Zapojení oscilátoru s příčkovými CR články (typu HP)



Obr. 3.3: Oscilátor s příčkovými CR články (typu HP)

Obdobným způsobem jako u předchozího zapojení se odvodí oscilační kmitočet, který je vyjádřen následující rovnicí

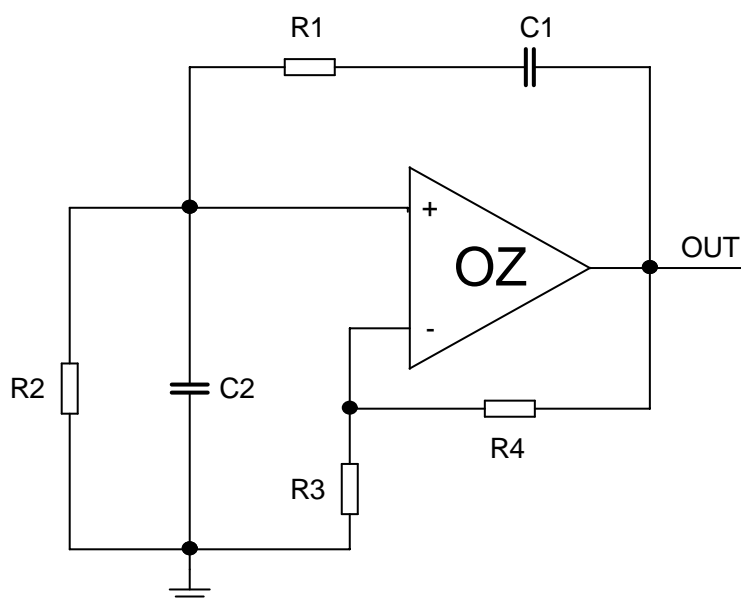
$$\omega_{osc} = \frac{1}{\sqrt{6}RC}. \quad (3.6)$$

Přenos zpětné vazby je jako v předchozím případě roven

$$K_u = -\frac{1}{29}. \quad (3.7)$$

3.2 Zapojení s Wienovým článkem

Oscilátor s Wienovým článkem patří do skupiny můstkových oscilátorů. Základní zapojení je tvořeno operačním zesilovačem a dvěma zpětnovazebními větvemi. Větev kladné zpětné vazby (KZV) obsahuje pásmovou propust realizovanou právě Wienovým článkem. Záporná zpětnovazební větev (ZZV) nastavuje požadované zesílení operačního zesilovače jako neinvertujícího zesilovače. V záporné zpětnovazební větvi je možné použít různá stabilizační zapojení s ohledem na udržení harmonických kmitů oscilátoru a jejich amplitudy při změně přenosu v záporné zpětné vazbě.



Obr. 3.4: Oscilátor s Wienovým článkem - ideové schéma

Vyjádření přenosu Wienova článku má následující podobu. Uvažujeme-li, že hodnoty rezistorů $R_1=R_2=R$ a kondenzátorů $C_1=C_2=C$, poté platí

$$K_u = \frac{\frac{R}{1 + j\omega RC}}{R + \frac{1}{j\omega C} + \frac{R}{1 + j\omega RC}}. \quad (3.8)$$

Po několika úpravách je získán výsledný tvar přenosu

$$K_u = \frac{1}{3 + j\omega RC + \frac{1}{j\omega RC}}. \quad (3.9)$$

A tedy fázová podmínka vzniku oscilací je splněna tehdy, když $I_m = \{F(j\omega)\} = 0$. Z tvaru přenosu je zřejmé, že tato rovnost je splněna, pokud

$$j\omega RC = -\frac{1}{j\omega RC}. \quad (3.10)$$

Úpravou se přijde ke tvaru

$$\omega RC = \frac{1}{\omega RC} \Rightarrow \omega^2 = \frac{1}{R^2 C^2} \Rightarrow \omega = \frac{1}{RC}. \quad (3.11)$$

Fázová podmínka vzniku oscilací je tedy splněna na kmitočtu

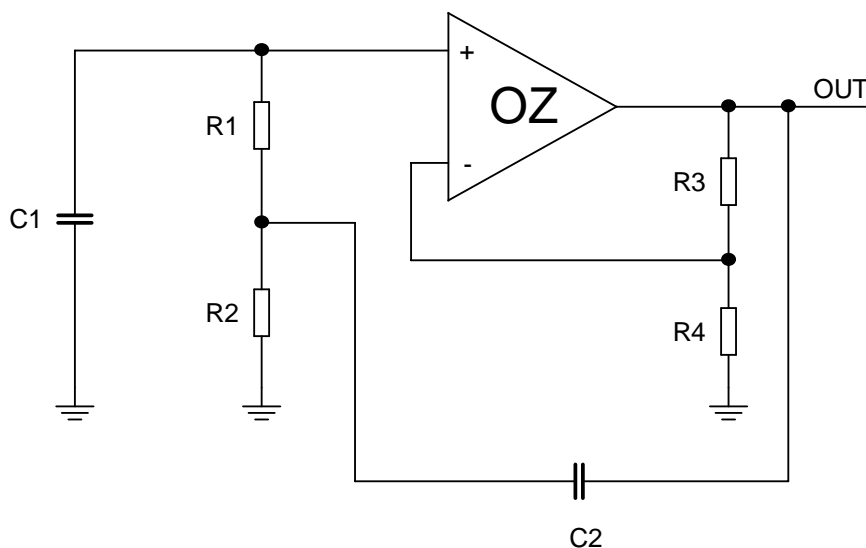
$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (3.12)$$

Je-li fázová podmínka splněna, tj. na kmitočtu f_{osc} kdy platí $I_m = \{F(j\omega)\} = 0$, vychází napěťový přenos Wienova článku

$$K_u = \frac{1}{3}. \quad (3.13)$$

Z výše odvozených podmínek je zřejmé, že pro splnění amplitudové podmínky musí být zesílení zesilovače $A = 1 + \frac{R_4}{R_3} = 3$.

3.3 Oscilátor s T-článkem



Obr. 3.5: Oscilátor s T-článkem – ideové schéma

Pomocí symbolického analyzátoru SNAP můžeme přesně odvodit oscilační podmínku i vzorec pro oscilační kmitočet. Vypočítá se zesílení zpětnovazební smyčky a položí se rovno jedné. Zesílení je poté následující

$$\frac{s(R_3 + R_4)RC_2}{R_4 + s(C_2 + 2C_1)RR_4 + s^2 R^2 R_4 C_1 C_2}, \quad (3.14)$$

kde hodnoty odporů R_1 a R_2 se jsou stejné a mají označení R . V tomto vzorečku se objevuje symbol s , který označuje komplexní kmitočet $s = j\omega$

Jmenovatel rovnice (3.14) se položí roven nule a upraví se po dosazení komplexního kmitočtu na tvar

$$j\omega(C_2R_3 - 2C_1R_4)R = R_4 - \omega^2R^2R_4C_1C_2. \quad (3.15)$$

Z této komplexní rovnice pak vyplývají dvě oscilační podmínky. A to vzorec pro oscilační kmitočet

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot R\sqrt{C_1C_2}}. \quad (3.16)$$

A podmínka generování ustálených kmitů o kmitočtu f

$$\frac{C_2}{C_1} = 2\frac{R_4}{R_3}. \quad (3.17)$$

4. Moderní OZ a funkční bloky

Klasický OZ s napěťovou zpětnou vazbou obvykle chápeme a modelujeme jako napětím řízený zdroj napětí (VCVS) s nulovým výstupním odporem. V rámci hledání zesilovacích obvodových struktur, jež by zlepšily vlastnosti klasických OZ, byly v průběhu doby vytvořeny jiné typy integrovaných zesilovačů, které mají charakter spíše proudových zdrojů. Jsou to především.

- transadmitanční zesilovače (OTA, např. LM13700, LT1228),
- speciální bloky (např. proudové konvejory – především CCII),
- operační zesilovače s proudovou zpětnou vazbou (nové typy OZ pro oblasti vysokých kmitočtů, některé označované jako transimpedanční, např. AD844, OPA623).

Nejjednodušším aktivním prvkem, který můžeme uvažovat jako napětím či proudem řízený zdroj proudu, je jednostupňový tranzistorový zesilovač. Obvykle jej však zapojujeme jako zesilovač napětí, který můžeme chápat jako zesilovač s podstatně horšími vlastnostmi než OZ. Výhodnějším integrovaným zesilovačem, který je již řadu let dostupný a používaný, je transadmitanční zesilovač (OTA). Je to vlastně ideální zdroj proudu řízený napětím.

Řízený zdroj proudu obsahují i proudové konvejory (používaná je anglická zkratka-CC). Jsou to speciální trojbrany s řídícím proudem I_x . V současnosti existuje větší počet jejich obvodových variant, které se rozlišují podle generací (1 až 3 podle funkce svorky Y) a polarity výstupního proudu I_z . Nejvíce se dnes využívá pozitivní proudový konvektor 2. generace (CCII+). Ten byl zkušebně vyráběn, ale v praxi se samostatně příliš neprosadil.

Z koncepce CCII+ vychází většina transimpedančních zesilovačů (TIA, chápe se jako zdroj napětí řízený proudem, proto transimpedance). V podstatě je to CCII+ doplněný o napěťový sledovač. S použitím obvyklých zpětnovazebních odporů se chová obdobně jako klasický operační zesilovač. Vyrábí se buď ve variantě s vyvedenou svorkou Z, která umožňuje připojením kapacitoru realizaci bezetrátového integrátoru (např. AD 844 [15]), nebo ve variantě bez vyvedené této svorky. Důvodem vynechání svorky Z je snaha o minimalizaci parazitní kapacity C_z . Hlavním motivem výrobců byla možnost realizace OZ s proudovou zpětnou vazbou, který se označuje též jako CFA – Current Feedback Amplifier (oproti běžnému OZ s napěťovou zpětnou vazbou, označovanému jako VFA). Obvodová realizace umožňuje použít proudové zdroje (nabíjejí kapacitu C_z), které dosahují podstatně větších proudů než u klasických OZ a tudíž mají podstatně vyšší rychlost přeběhu než běžné OZ s napěťovou zpětnou vazbou. Proudová zpětná vazba pak umožňuje dosáhnout širší přenosové pásma [8].

4.1 Porovnání vlastností operačních zesilovačů

Základní srovnání zesilovačů je shrnuto v tabulce 4.1. V konstruktérské praxi nalezne každý z nich své místo. Při studiu zahraničních pramenů se musí věnovat velká pozornost typu použitého obvodu, což není často nijak zdůrazněno. Ne každé zapojení lze bez úprav použít s jiným typem zesilovače [18].

Tab. 4.1: Základní srovnání operačních zesilovačů

VLASTNOST	napětový operační zesilovač	Nortonův zesilovač	zesilovač s proudovou zpětnou vazbou
omezená rychlost přeběhu	ano	ano	teoreticky ne
frekvenční rozsah pro pokles zisku 3dB a velká zesílení	relativně malý pro invertující i neinvertující zapojení	relativně malý pro invertující zapojení	velký pro invertující i neinvertující zapojení (až stovky MHz)
		relativně velký pro neinvertující zapojení (jednotky MHz)	
„stejnoseměrné vlastnosti“	dobré	špatné	dány konstrukcí vstupního sledovače
aplikační oblast	obecná	nízkofrekvenční a jednoduchá (levná) zapojení s nesymetrickým napájením	vysoce kvalitní nf zesilovače, zesilovače až pro frekvence 100MHz, rychlé zesilovače
kapacitní vazba z výstupu na invertující vstup	je možná	je možná	nevhodná

5 Konvejoy

V dnešní době je snaha nahradit klasické prvky, pracují ve valné většině pouze v napěťovém módu, jinými prvky, pracujícími v proudovém nebo smíšeném módu. Jedním z těchto prvků jsou proudové konvejoy. Tyto moderní aktivní prvky zlepšují vlastnosti navrhovaných obvodů (filtrů, oscilátorů, atd.). S jejich pomocí je možné realizovat zpracování vysokofrekvenčních signálů např. ve videopásmu (řádově 10MHz) při velmi malých napájecích hodnotách.

Ačkoliv jsou proudové konvejoy známe už poměrně dlouhou dobu (proudový konvejoy I. generace od roku 1968), v podobě samostatného integrovaného obvodu jsou na trhu téměř nedostupné. Prudký rozvoj v konstrukcích využívajících konvejoyů nastal až v 90. letech, kdy se objevily první úspěšné snahy o jejich integraci. Napěťové konvejoy jsou o poznání mladší aktivní prvky. Poprvé byly teoreticky definovány v roce 1982, ale teprve koncem 90. let byly navrženy konkrétní aktivní prvky odvozené od proudových konvejoyů. Mnohdy se objevují názory, že jde jen o "teoretický" stavební prvek, který se proti klasickým napěťovým operačním zesilovačům prostě neprosadil. Argumentem proti tomuto názoru je paradoxně samotná konstrukce moderních velmi rychlých širokopásmových operačních zesilovačů. Řada z nich je totiž na bázi proudového konvejoyu realizována (jde prakticky o celou skupinu operačních zesilovačů s proudovou zpětnou vazbou). Navíc proudové konvejoy můžeme jako stavební bloky najít ve strukturách mnoha speciálních integrovaných obvodů, které jsou využívány v dynamicky rozvíjejících se oborech, jako jsou telekomunikace, videotechnika apod. [9].

Dosud byl vyráběn pouze proudový konvejoy CCII01 firmou LPT Electronics Limited, v první polovině 90. let, ale jeho výroba byla již ukončena. Firmou AMI Semiconductors byl vyvinut a v několika vzorcích, technologiích CMOS 0,35 μ m, vyroben univerzální proudový konvejoy UCCX-0349 [10].

5.1 Proudové konvejoy

Proudové konvejoy CC (*Current Conveyor*) jsou aktivní obvodové bloky, které mohou pracovat ve třech rozdílných módech: napěťovém, proudovém nebo smíšeném [11]. CC lze rozdělit do několika skupin. Dále jsou uvedeny jen nejdůležitější z nich.

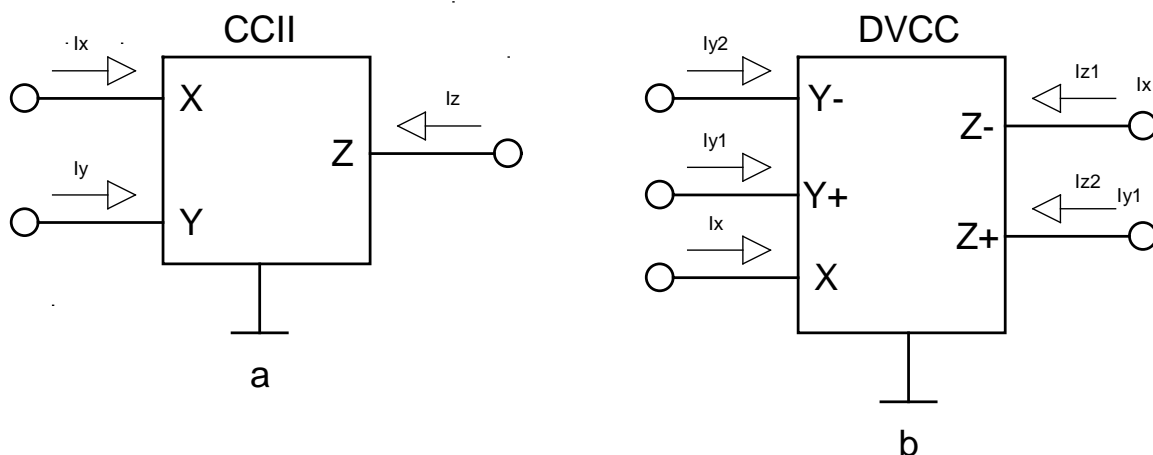
5.1.1 Nejpoužívanější proudové konvejoy

Na obr. 5.1 jsou uvedeny dva nejpoužívanější CC – tříbranový (nejjednodušší ze skupiny CC) a pětibranový.

Tříbranové konvejoy mají pouze tři brány. Dvě vstupní (x, y) a jednu výstupní (z). Ze vztahu, jakým jsou tyto brány spolu svázány danými přenosy (α , β , γ), se určují jednotlivé generace CC.

- | | | |
|---------------------------|--------|------|
| • konvejoy první generace | CC I | 1968 |
| • konvejoy druhé generace | CC II | 1970 |
| • konvejoy třetí generace | CC III | 1995 |

Proudové konvejory 2. generace CCII jsou nejpoužívanějšími CC. Tyto prvky mají přenos mezi branami x , y (β) roven nule, a proto zde nedochází k vzájemnému ovlivnění obou vstupních bran [1], [12].

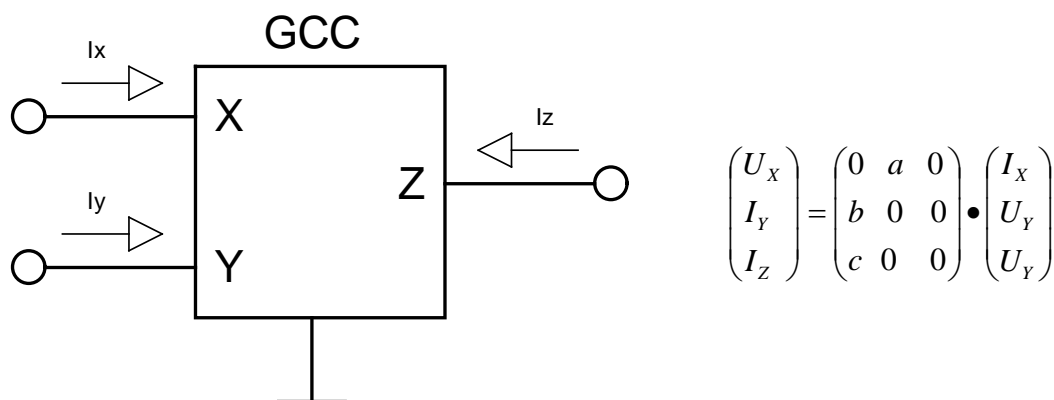


Obr. 5.1: Nejpoužívanější proudové konvejory *a*, tříbranový, *b*, pětibranový

5.1.2 Obecný proudový konvejsor

Obecný GCC (*General Current Conveyor*) je aktivní prvek, s jehož pomocí lze realizovat 12 základních tříbranových konvejsorů. Schématická značka GCC spolu se soustavou rovnic je uvedena na obr. 5.2 [13].

Hodnoty koeficientů přesně určují typ realizovaného konvejsoru. Je-li v rovnici na obr. 5.2 $a=1$, uvažujeme konvenční (neinvertující) proudový konvejsor, který se označuje písmeny CC, zatímco $a=-1$ charakterizuje invertující proudový konvejsor ICC.



Obr. 5.2: Schématická značka a maticový popis obecného tříbranového konvejsoru GCC

Když $b=1$, hovoříme o proudovém konvejsoru první generace (CCI nebo ICCI), je-li $b=0$, jedná se o proudový konvejsor druhé generace (CCII nebo ICCII), avšak při $b=-1$ pracujeme s proudovým konvejsorem třetí generace (CCIII nebo ICCIII).

Když koeficient c má hodnotu 1, jedná se o pozitivní proudový konvektor, který se označuje znaménkem plus za symbolickým označením (např. CCI+), když c má hodnotu -1, uvažujeme tzv. negativní proudový konvektor, označovaný znaménkem mínus.

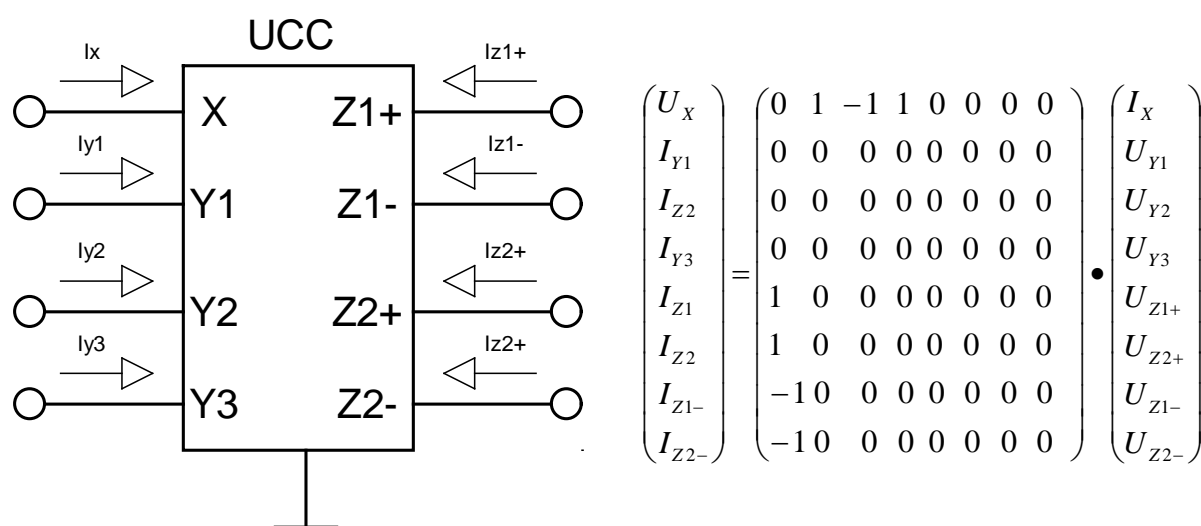
Proto zavedený GCC má vlastnosti dvanácti konkrétních proudových konvektorů. Přehledně tyto možnosti shrnuje tab. 5.1.

Tab. 5.1: Kombinace parametrů proudových konvektorů realizovaných pomocí GCC

Typ	Parametry			Typ	Parametry		
	a	b	c		a	b	c
CCI+	1	1	1	ICCI+	-1	1	1
CCI-	1	1	-1	ICCI-	-1	1	-1
CCII+	1	0	1	ICCI+	-1	0	1
CCII-	1	0	-1	ICCI-	-1	0	-1
CCIII+	1	-1	1	ICCI+	-1	-1	1
CCIII-	1	-1	-1	ICCI-	-1	-1	-1

5.1.3 Univerzální proudový konvektor

Univerzální proudový konvektor UCC (Universal Current Conveyor). Aby bylo možné snadno realizovat všechny možné varianty proudových konvektorů, vyplývající z definice GCC a i některé další neznámé typy proudových konvektorů, byla navržena koncepce univerzálního proudového konvektoru (UCC). Schématická značka spolu s hybridní maticí je uvedena na obr. 5.3 [14].



Obr. 5.3: Schématická značka UCC a jeho maticový popis

5.2 Napěťové konvejory

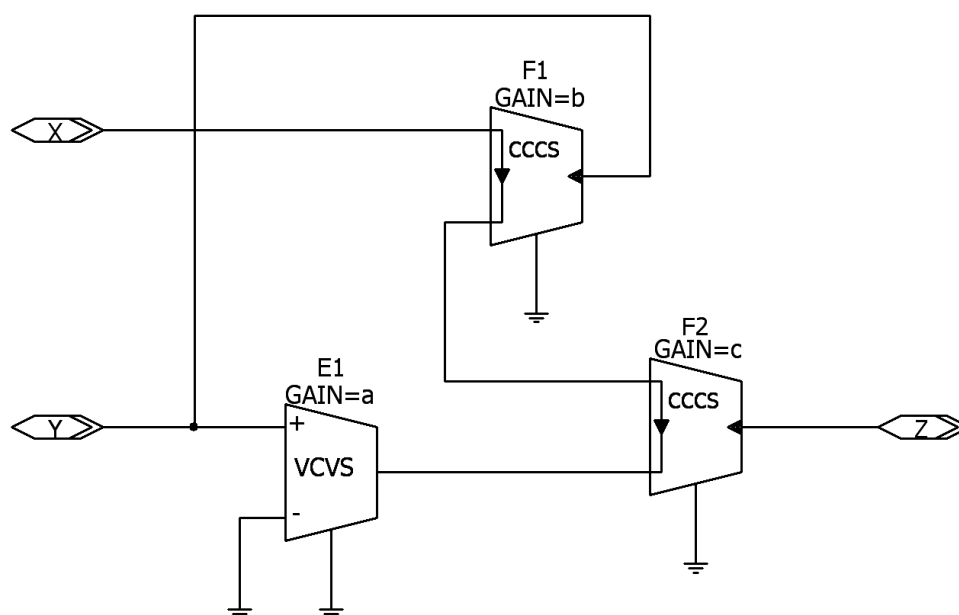
Napěťové konvejory VC (*Voltage Conveyor*) jsou aktivní bloky, které byly představeny teprve nedávno. Jedná se o prvky odvozené pomocí principu duality z CC. Více informací je možné získat v [15].

5.3 Modelové úrovně GCC

Makromodely jsou často pro naše použití příliš složité nebo je k danému prvku zatím nemáme k dispozici. Jednodušší modely použijeme také, chceme-li studovat jen základní (popřípadě jen vybrané a blíže specifikované) vlastnosti navrhovaného obvodu, nezátížené dalšími parazitními jevy skutečného zapojení. Při takovéto simulaci s výhodou využijeme modelování ABM (analog behavioral modeling), nabízené v simulačním programu PSpice. Dále jsou uvedeny tři úrovně ABM modelů [16].

5.3.1 První úroveň ABM modelů

Na této úrovni modelování jsou navrhované funkční bloky jako ideální, tedy s nejnižší úrovní složitosti, bez jakýchkoli parazitních vlastností. Ideální funkční bloky můžeme popsat definičními vztahy a ty namodelovat pouze řízenými zdroji (VCVS, CCCS, VCCS, CCVS). Tyhle obvody ověřují základní funkce a principy daného prvku. Na obr. 5.4 je uveden model pro obecný proudový konvektor GCC [16].

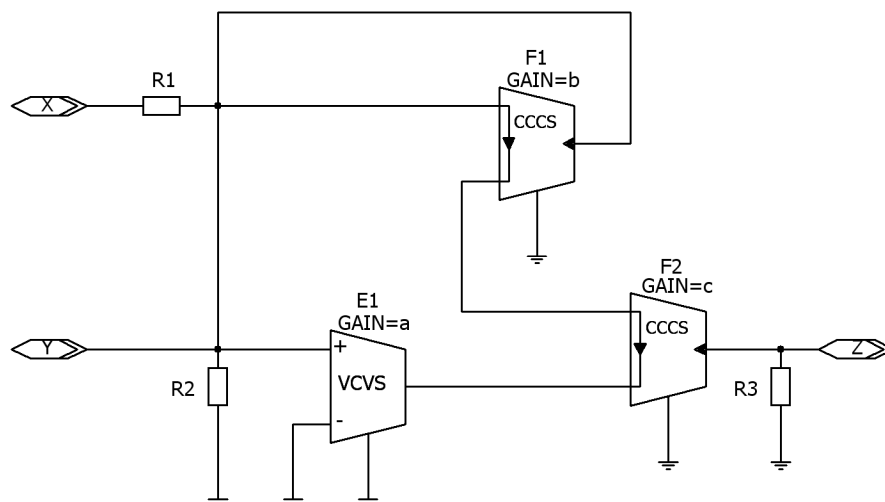


Obr. 5.4: Model ideálního obecného proudového konvejeru GCC (1. úroveň)

5.3.2 Druhá úroveň ABM modelů

Na této úrovni modelování reálných funkčních bloků bereme v úvahu základní neidealitu a to odlišné hodnoty reálných přenosových parametrů a branové (vstupní, výstupní) rezistence.

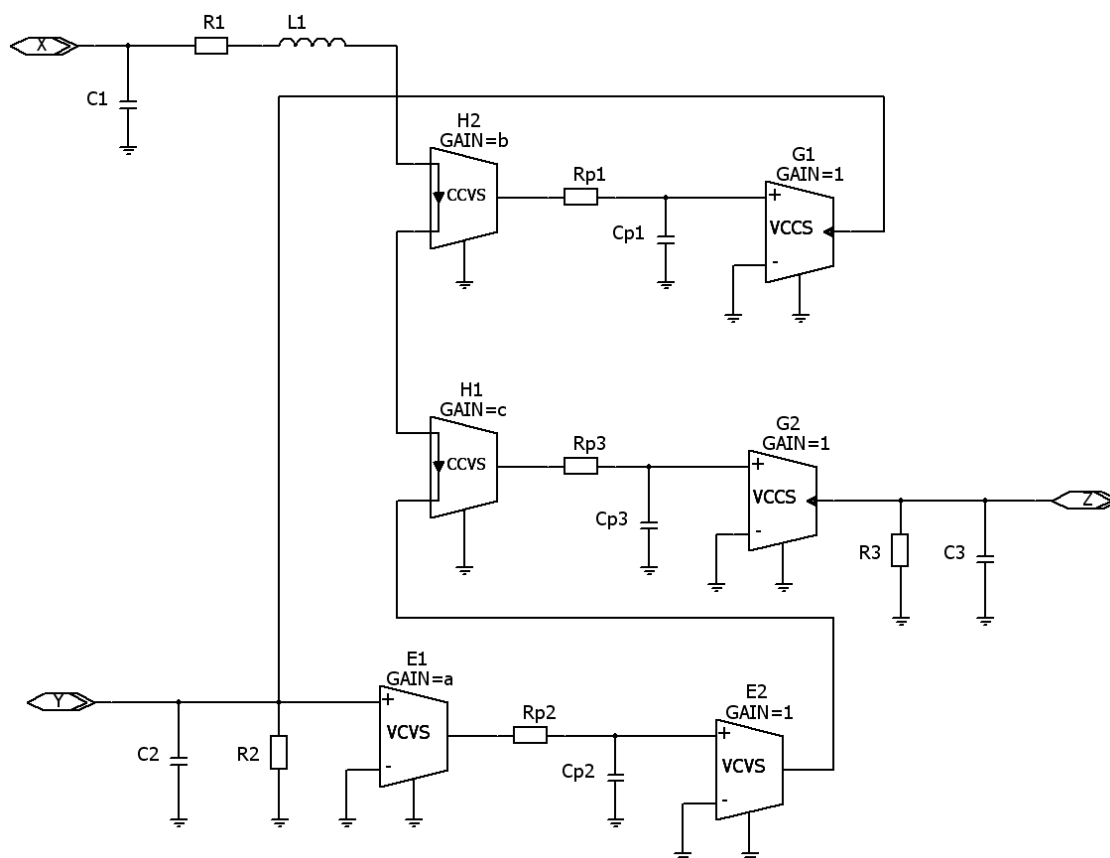
Na obr. 5.5 je uveden model 2. úrovně GCC. Hodnoty odporu R_1 se pohybují v řádu desítek ohmů, hodnoty odporu R_2 se volí v řádu jednotek megaohmů a hodnoty odporu R_3 v řádu stovek kiloohmů [16].



Obr. 5.5: Model obecného proudového konvejeru GCC (2. úroveň)

5.3.3 Třetí úroveň ABM modelů

Tato úroveň postihuje téměř kompletní parazitní vlastnosti daných bloků. Je zde uvažován vliv kmitočtové závislosti jednotlivých vnitřních prvků. Dále jsou zde zahrnuty celkové parazitní vlastnosti jednotlivých svorek, parazitní rezistivita, parazitní kapacita a indukčnost svorek [16]. Model GCC (3. úroveň), je uveden na obr. 5.6.

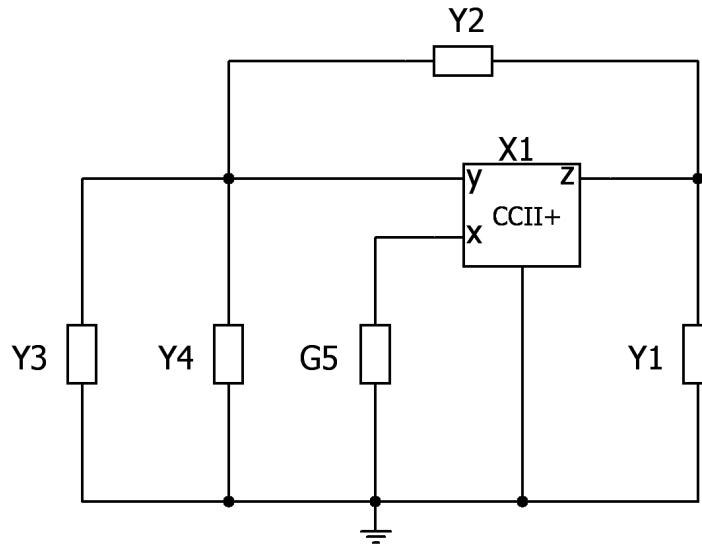


Obr. 5.6: Model obecného proudového konvejeru GCC (3. úroveň)

5.4 Oscilátory s proudovými konvejory

5.4.1 Oscilátor č. 1

Autonomní obvod s jedním aktivním prvkem [17] je uveden na obr. 5.7.



Obr. 5.7: Autonomní obvod s jedním aktivním prvkem č. 1

Charakteristická rovnice výše uvedeného autonomního obvodu, s použitým konvejorem druhé generace CCII+, má následující tvar:

$$D = Y_1 Y_2 + Y_1 Y_3 + Y_1 Y_4 + Y_2 Y_3 + Y_2 Y_4 - Y_2 Y_5. \quad (5.1)$$

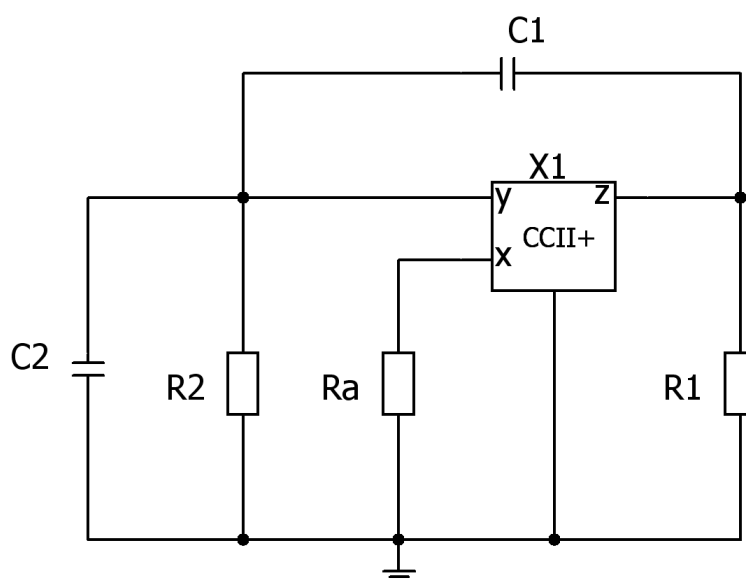
Obecné admitance jsem nahradil konkrétními prvky, tak jak je uvedeno v [17]: $Y_1 = 1/R_1$, $Y_2 = pC_1$, $Y_3 = pC_2$, $Y_4 = 1/R_2$ a $Y_5 = 1/R_A$. Jedná se tedy o zapojení oscilátoru s Wienovým článkem. Obvodové schéma výsledného oscilátoru složeného z navržených konkrétních prvků je zobrazeno na obr. 5.8.

Odvozené podmínky nutná pro vznik oscilací:

$$K = 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_1}{C_2} \quad R_A = \frac{R_1}{K}. \quad (5.2)$$

Oscilační kmitočet oscilátoru má následující tvar:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \quad (5.3)$$



Obr. 5.8: Schéma zapojení oscilátoru s Wienovým článkem

Výpočet hodnot:

Hodnoty pasivních prvků jsem odvodil pomocí vztahů uvedených výše (5.2) a (5.3). Velikost kondenzátorů C_1 , C_2 jsem zvolil 120pF a následně vypočetl hodnoty rezistorů pro oscilační kmitočet $f_0=1\text{MHz}$. Vypočtené prvky jsem volil z řady E96.

$$f_0=1\text{MHz}$$

$$C_1=C_2=120\text{pF (zvoleno)}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R R_2 C_1 C_2}} = \frac{1}{2\pi RC} \Rightarrow R = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^6 \cdot 120 \cdot 10^{-12}} = 1,33\text{k}\Omega$$

$$K = 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_1}{C_2} = 3 \Rightarrow R_A = \frac{R_1}{K} = \frac{1,33 \cdot 10^3}{3} = 442\Omega$$

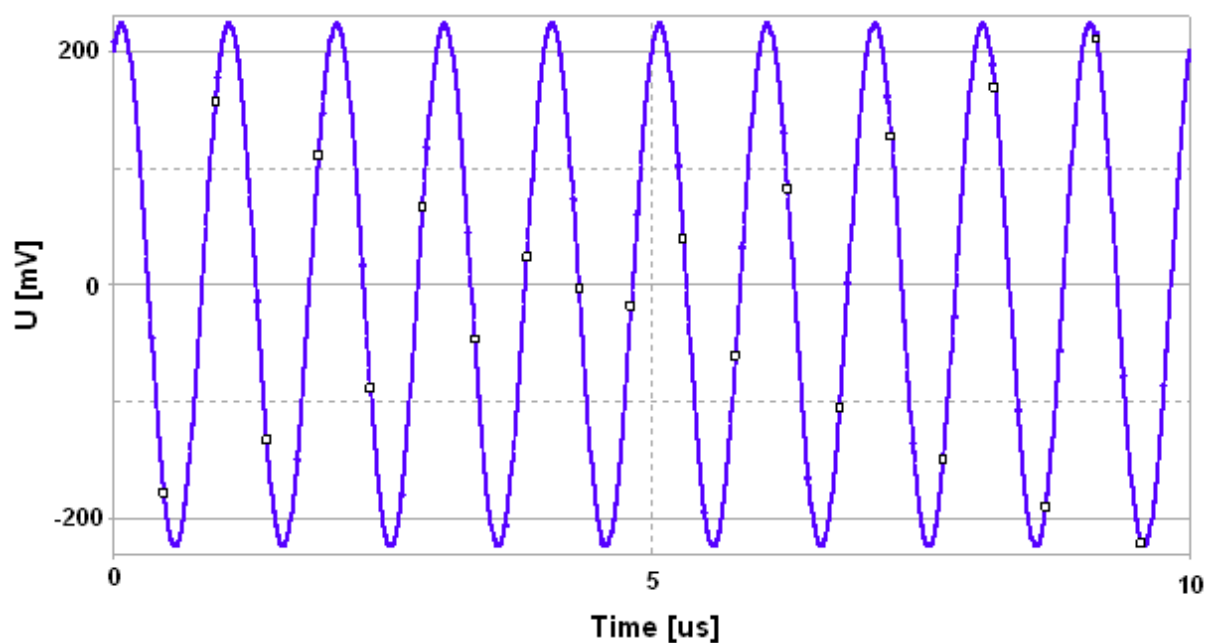
Tab. 5.2: Vypočtené hodnoty pasivních prvků oscilátoru č. 1 (konvektor)

R_1	R_2	R_A	C_1	C_2
1.33k Ω	1.33k Ω	442 Ω	120pF	120pF

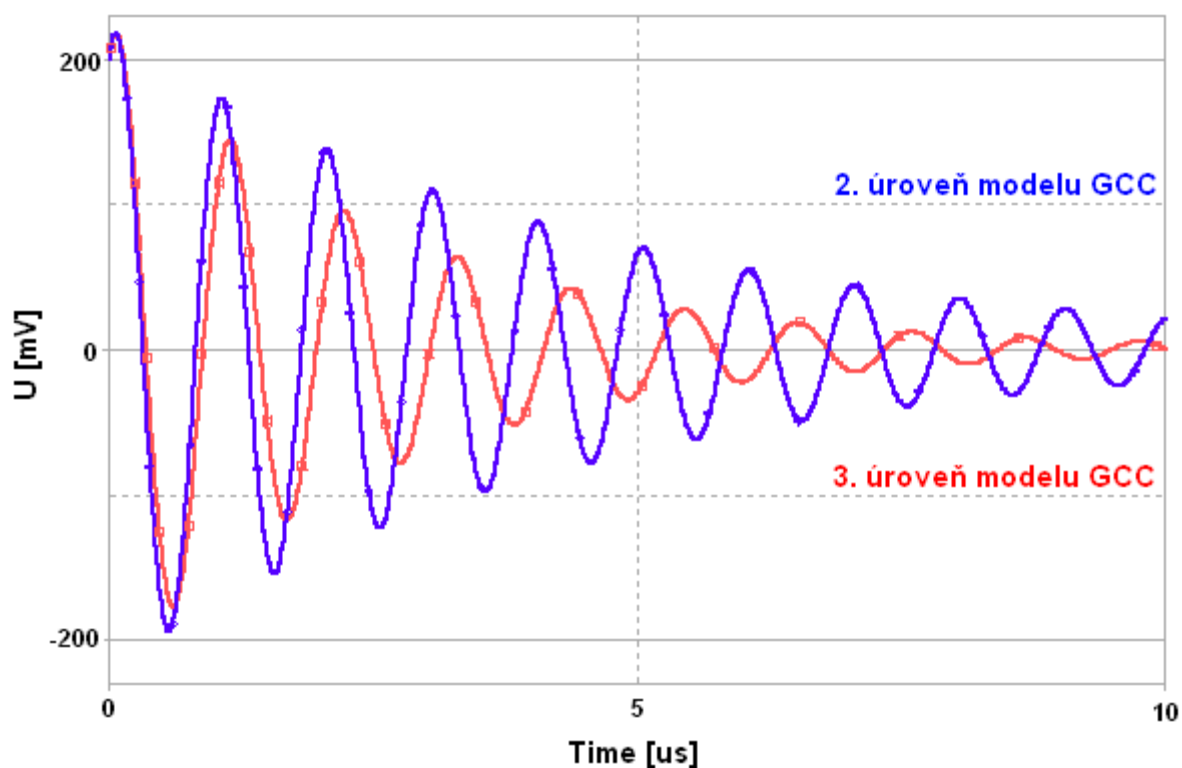
Prověření vlastností oscilátoru s Wienovým článkem jsem provedl pro všechny tři úrovně GCC modelů pomocí programu PSpice. Nejprve jsem ověřil funkčnost navrženého oscilátoru pomocí ideálního modelu konvektoru. Časový průběh oscilací s ideálním prvkem je znázorněn na obr. 5.9.

Poté jsem prověřil vznik oscilací při použití modelu 2. a 3. úrovně, jejichž průběhy jsou znázorněny na obr. 5.10. Z odsimulovaných průběhů je zřejmé, že parazitní prvky ovlivňují výstupní průběh tím způsobem, že dochází k útlumu oscilací.

Po frekvenční analýze časového průběhu výstupního napětí, po Fourierově transformaci je vidět, že tento navržený oscilátor opravdu kmitá na kmitočtu 1MHz, jak je patrné z obr. 16.8 v příloze.



Obr. 5.9: Časový průběh oscilací s ideálním proudovým konvejorem CCII+



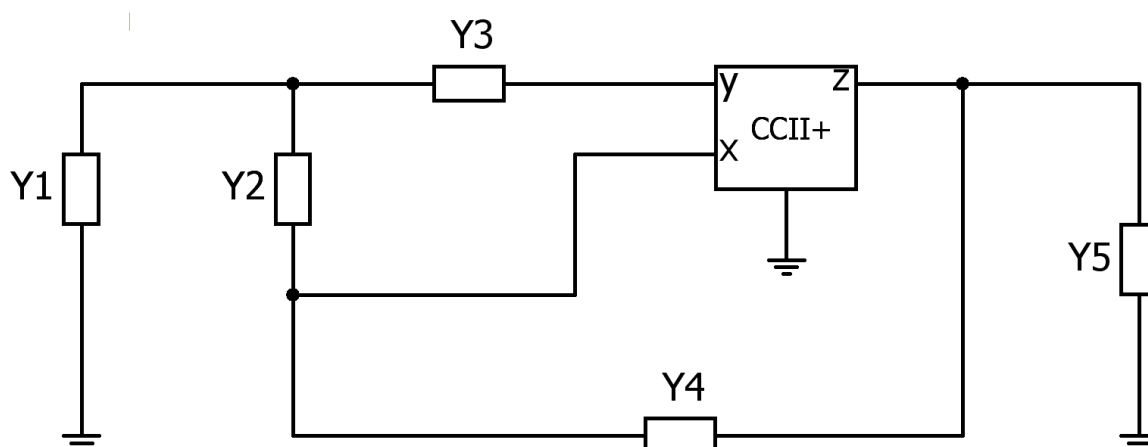
Obr. 5.10: Časové průběhy oscilací pro modely 2. a 3. úrovně

Následně jsem simulacemi prověřil, jaký vliv na výsledný průběh mají jednotlivé parazitní prvky konvejeru. Z provedených simulací je vidět, že nejhorší vliv na vznik oscilací má parazitní resistance proudové svorky X. Výsledný vliv zmíněné parazitní resistance pro různé hodnoty ($R_x=10\Omega$, 20Ω a 50Ω), je znázorněn na obr. 16.9 v příloze. Vliv ostatních parazitních prvků pohybujících se v oblasti reálných hodnot, nemá na obvod téměř žádný vliv.

Problém s udržení stálých oscilací by se dal vyřešit tím, že by se určitým způsobem (dle potřeby) zvýšila hodnota odporu R_A .

5.4.2 Oscilátor č. 2

Výchozí autonomní obvod s jedním aktivním prvkem a pěti obecnými admitancemi je uveden na obr. 5.11.



Obr. 5.11: Autonomní obvod s jedním aktivním prvkem č. 2

Charakteristická rovnice výše uvedeného autonomního obvodu, s použitým konvejerem druhé generace CCII+, má následující tvar:

$$D = Y_4 Y_5 + Y_4 Y_2 + Y_5 Y_2 - Y_4 Y_3. \quad (5.4)$$

Obecné admitance jsem nahradil konkrétními prvky: $Y_1=pC_1$, $Y_2=pC_2$, $Y_3=1/R_1$, $Y_4=1/R_2$ a $Y_5=1/R_3$. Obvodové schéma složené z těchto konkrétních pasivních prvků je uvedeno na obr. 5.12. Charakteristická rovnice (5.4) má následující tvar:

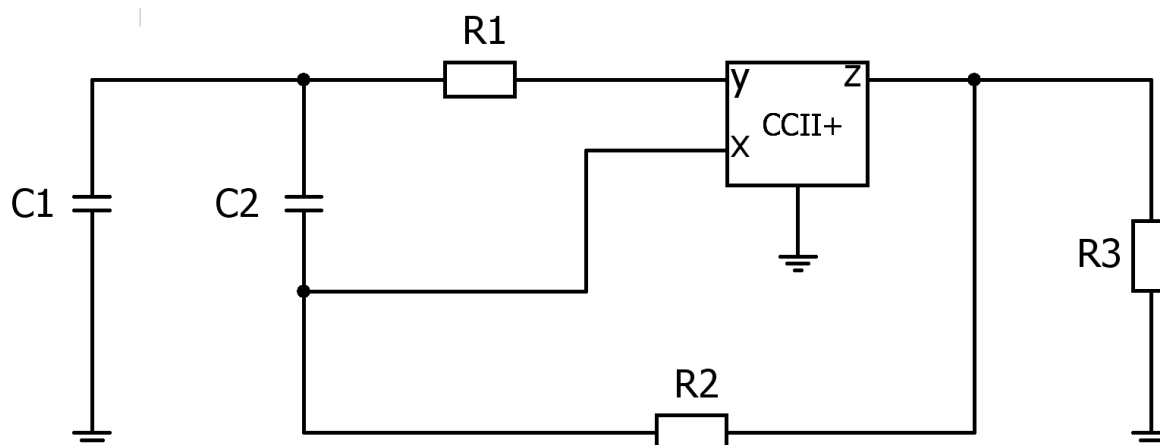
$$D = 1 + p [R_1 (C_1 + C_2) - R_3 C_1] + p^2 C_1 C_2 R_1 (R_3 + R_2). \quad (5.5)$$

Odvozená podmínka nutná pro vznik oscilací je následující:

$$\frac{R_1}{R_3} = \frac{C_1}{C_1 + C_2}. \quad (5.6)$$

Oscilační kmitočet oscilátoru je následující:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_1 (R_3 + R_2)}} \quad (5.7)$$



Obr. 5.12: Schéma zapojení oscilátoru č. 2 s jedním aktivním prvkem CCII+

Výpočet prvků:

Hodnoty pasivních prvků jsem odvodil pomocí vztahů uvedených výše (5.6) a (5.7). Velikost kondenzátorů C_1 a C_2 jsem zvolil 100pF a poté vypočetl hodnoty rezistorů pro oscilační kmitočet $f_0=1\text{MHz}$. Vypočtené prvky jsem volil z řady E96.

$$f_0=1\text{MHz}$$

$$C_1=C_2=100\text{pF (zvoleno)}$$

$$\frac{R_1}{R_3} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} = \frac{100}{100+100} = 0,5$$

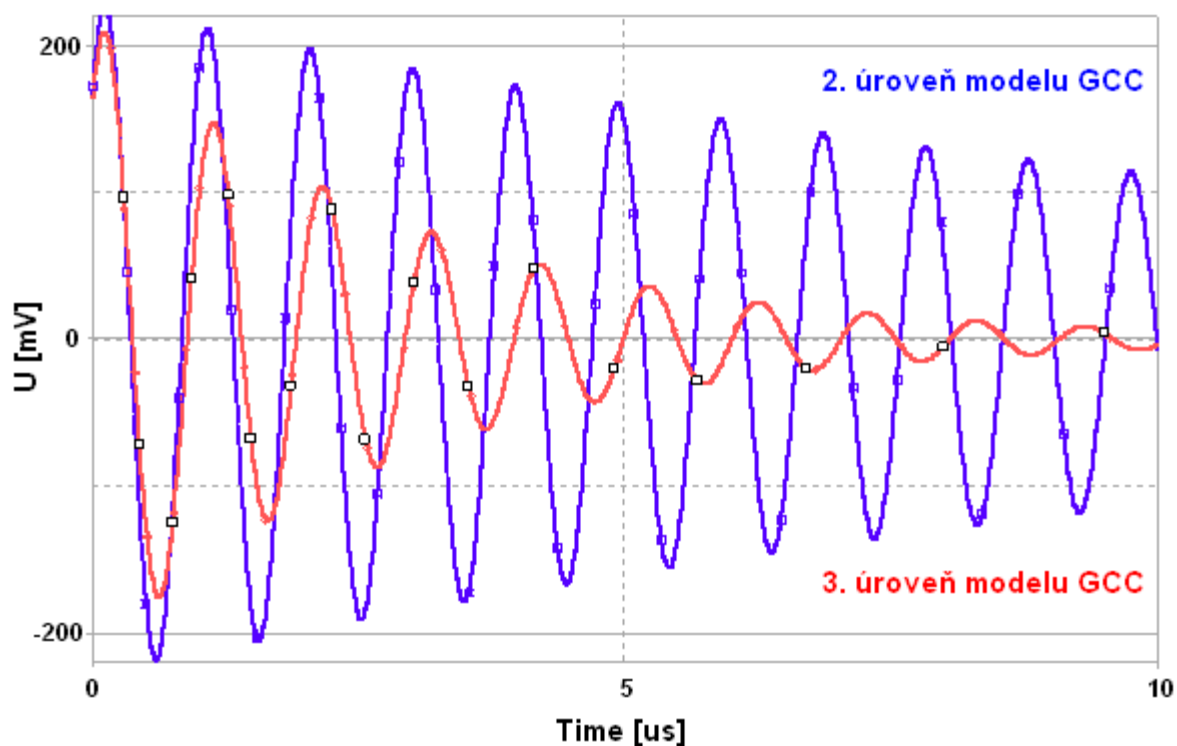
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_1 (R_3 + R_2)}} \Rightarrow R_2 = 4,7\text{k}\Omega$$

Tab. 5.3: Vypočtené hodnoty pasivních prvků pro oscilátor č. 2 (konvejer)

R_1	R_2	R_3	C_1	C_2
412k Ω	4,7k Ω	825 Ω	100pF	100pF

Prověření vlastností oscilátoru č. 2 jsem provedl pro všechny tři úrovně prvku GCC modelů. Výsledný průběh oscilací s ideálním prvkem proudového konvejeru je stejný jako u příchodního oscilátoru (obr. 5.9).

Následně jsem prověřil, jaký vliv mají modely 2. a 3 úrovně na vznik oscilací. Výsledné průběhy jsou zobrazeny na obr. 5.13. Z odsimulovaných průběhů plyne, že vlivem parazitních jevů dochází ke změně oscilačního kmitočtu (5.7) a tím pádem k útlumu oscilací.

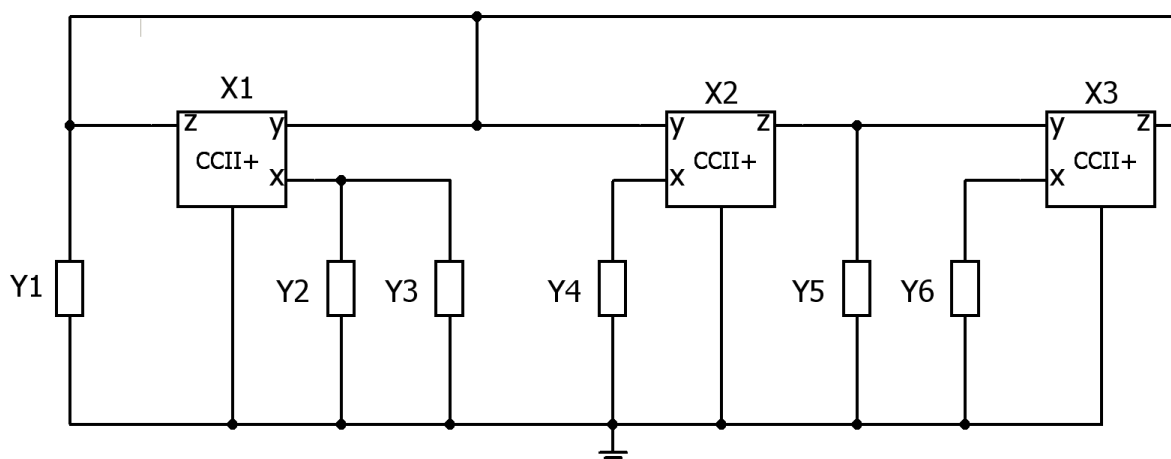


Obr. 5.13: Časové průběhy oscilací pro modely 2. a 3. úrovně

Za předpokladu znalosti hodnoty parazitní reaktance R_x je možné vliv změny oscilační podmínky odstranit zmenšením rezistoru R_1 o konkrétní velikost. Ostatní parazitní jevy nemají na oscilátor významnější vliv. V zapojení je možné nahradit prvek R_2 potenciometrem, kterým můžeme dosáhnout jistého přeladění oscilačního kmitočtu.

5.4.3 Oscilátor č. 3

Autonomní obvod se třemi aktivními prvky zobrazený na obr. 5.14 byl získán z literatury [17]. Proudové konvejory použité v obvodu jsou typu CCII+.



Obr. 5.14: Autonomní obvod se třemi aktivními prvky

Charakteristická rovnice výše uvedeného autonomního obvodu, s použitým konvejorem druhé generace CCII+, má následující tvar:

$$D = Y_2 Y_5 + Y_3 Y_5 + Y_4 Y_6 - Y_1 Y_5 . \quad (5.8)$$

Obecné admitance jsem nahradil konkrétními prvky: $Y_1 = pC_1$, $Y_2 = 1/R_1$, $Y_3 = pC_2$, $Y_4 = pC_3$, $Y_5 = 1/R_2$ a $Y_6 = pC_4$. Obvodové schéma složené z těchto konkrétních pasivních prvků je uvedeno na obr. 5.15. Charakteristická rovnice (5.8) má následující tvar:

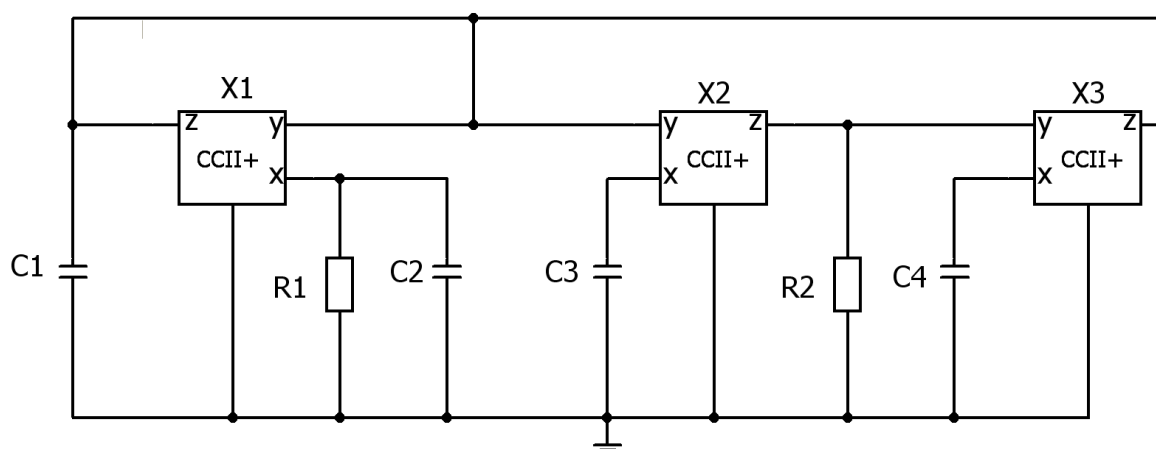
$$D = 1 - p R_1 (C_1 - C_2) + p^2 C_3 C_4 R_1 R_2 . \quad (5.9)$$

Odvozená podmínka nutná pro vznik oscilací je následující:

$$C_1 = C_2 . \quad (5.10)$$

Oscilační kmitočet oscilátoru je následující:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_3 C_4 R_1 R_2}} . \quad (5.11)$$



Obr. 5.15: Schéma zapojení oscilátoru se třemi aktivními prvky

Výpočet prvků:

Hodnoty pasivních prvků jsem odvodil pomocí vztahů uvedených výše (5.10) a (5.11). Velikost kondenzátorů C_1 a C_2 jsem zvolil 100pF a následně vypočetl hodnoty rezistorů pro oscilační kmitočet $f_0 = 1\text{MHz}$. Vypočtené prvky jsem volil z řady E96.

$$f_0 = 1\text{MHz}$$

$$C_1 = C_2 = 100\text{pF (zvoleno)}$$

$$C_3 = C_4 = 120\text{pF (zvoleno)}$$

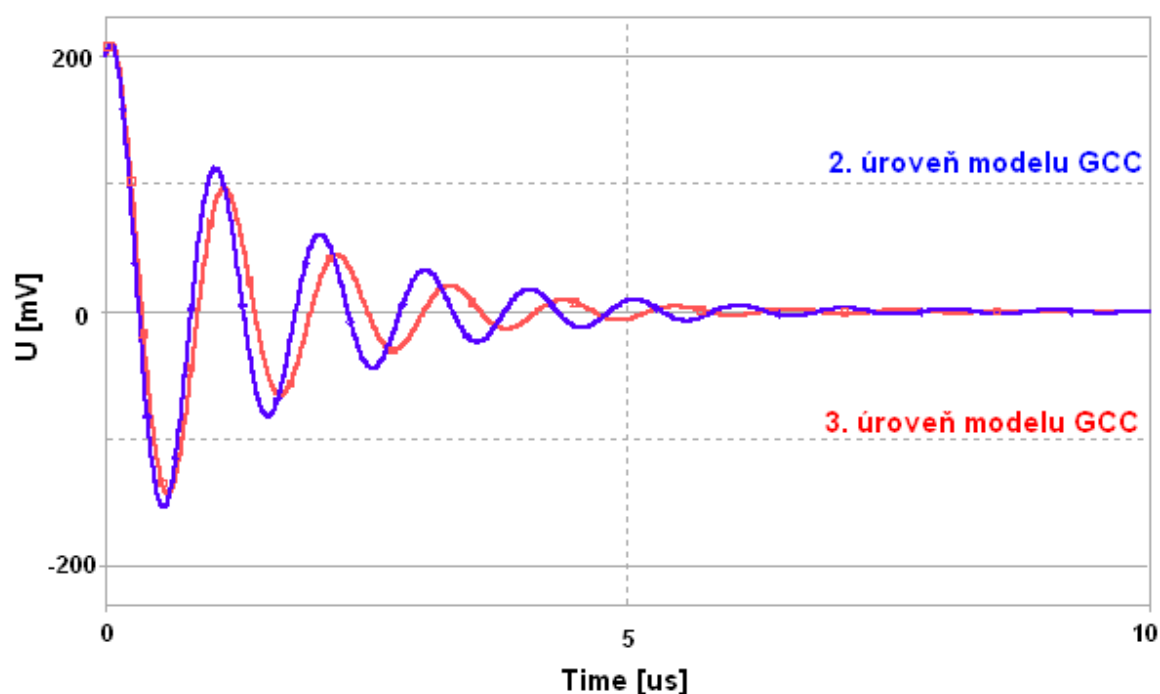
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_3C_4R_1R_2}} \Rightarrow R = \frac{1}{2\pi f_0 \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^6 \cdot 120 \cdot 10^{-12}} = 1,33k\Omega$$

Tab. 5.4: Vypočtené hodnoty pasivních prvků pro oscilátor č. 3 (konvektor)

C_1	C_2	C_3	C_4	R_1	R_2
100pF	100pF	120pF	120pF	1,33kΩ	1,33kΩ

Z výsledků simulace plyne, že navrhovaný oscilátor je velmi citlivý na parazitní reaktanci proudových vstupů R_x . Jejím vlivem dochází k velmi rychlému utlumení oscilací. Pro praktické použití tohoto oscilátoru by bylo nutné snížit parazitní rezistenci na hodnotu cca 10Ω, což se prakticky jeví velmi obtížné.

Výsledné průběhy simulací pro modely 2. a 3. úrovně jsou zobrazeny na obr. 5.16. Ostatní parazitní prvky mají porovnáním s toutle parazitní rezistencí R_x zanedbatelný vliv. U testovaných oscilátorů se její vliv projevuje působením na splnění oscilačních podmínek.



Obr. 5.16: Časové průběhy oscilací pro modely 2. a 3. úrovně

Z uvedených zapojení oscilátorů s proudovými konvejory bych pro realizaci zvolil oscilátor č. 2. Jednak že tohle zapojení vykazuje nejmenší ovlivnění parazitními jevy a obsahuje pouze jeden aktivní funkční blok. Proudové konvejory ve všech zapojeních jsem volil záměrně typu CCII+, jelikož pro reálné sestavení by se dal použít firemní makromodel OPA844, který ve svém zapojení obsahuje právě tento prvek. Uvedené oscilátory pracují se stejnými vlastnostmi i v řádu několika desítek MHz.

6 Zesilovače s proudovou zpětnou vazbou

Zesilovač s proudovou zpětnou vazbou (current feedback amplifier), dále jen CFA, někdy taky označován jako transimpedanční zesilovač, je relativně nový aktivní prvek. Z principu se prvek skládá z proudového konveje druhé generace CCII+ a napětového sledovače (sledovač se zesílením jedna).

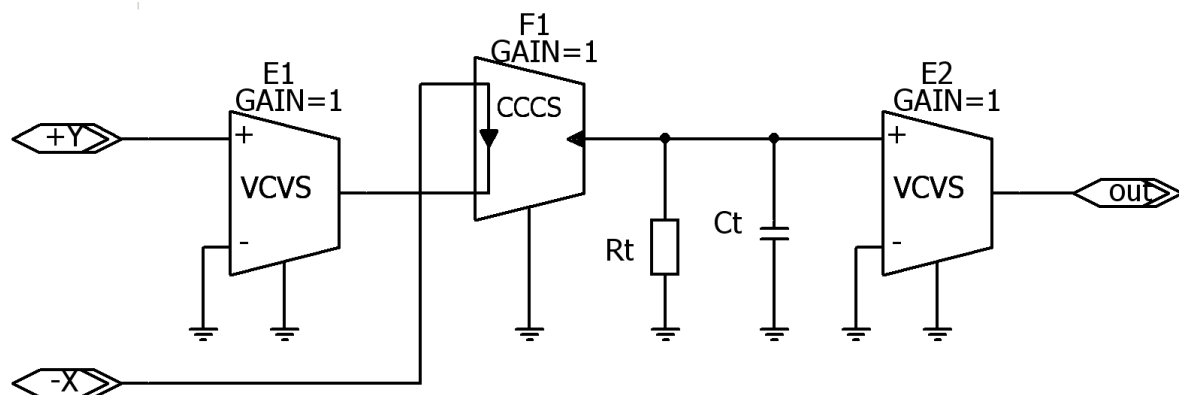
CFA do jisté míry mohou měnit nezávisle zisk a šířku pásma, jejich rychlost přeběhu není teoreticky omezena a frekvenční rozsah je značný. Těchto výhodných vlastností je dosaženo díky obvodovému uspořádání. Tranzistory struktury pracují spíše v „proudovém“ režimu, proto nejsou rozptylové kapacity podstatně zvětšovány kvůli Millerovu jevu. Vliv rozptylových indukčností, který by mohl zhoršovat dynamiku při proudových změnách, je v integrovaném obvodu zanedbatelný proti vlivu rozptylových kapacit [18].

Volba CFA je oprávněna v extrémně rychlých širokopásmových a pulzních aplikacích, pro které byl tento zesilovač vymyšlen. Naproti tomu není oprávněna v aplikacích, ve kterých dominují požadavky na stejnosměrnou přesnost a nízkou úroveň proudového šumu. Stejnosměrná přesnost CFA je omezena časovými tranzientami vstupního zbytkového napětí operačního zesilovače při souhlasném vstupním vybuzení a při výstupním vybuzení. Příčinou časových tranzient jsou teplotní tranzienty vstupního napětového sledovače a proudových invertorů operačního zesilovače v důsledku změněného rozložení dílčích klidových výkonů, vyvolaného signálovým vybuzením.

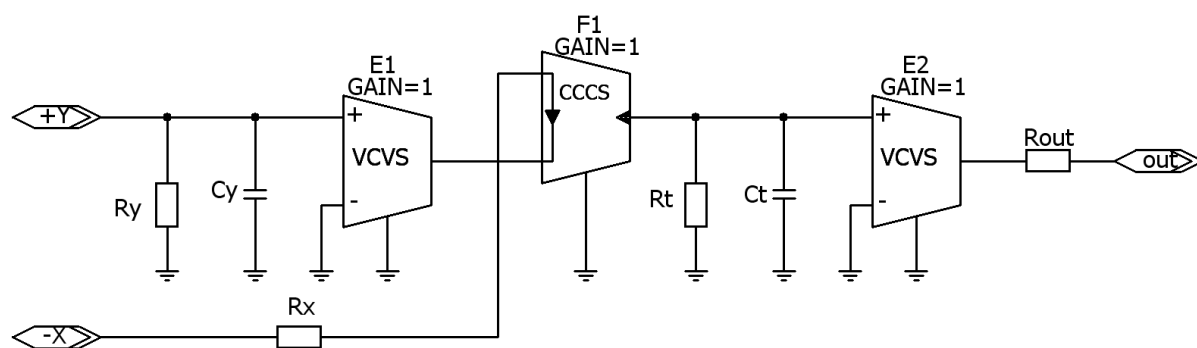
Idealizovaný model CFA lze sestavit pomocí řízených zdrojů – dvou VCVS a jednoho CCCS. Vstupní díl CFA je tvořen proudovým konvejorem druhé generace (CCII+), na jehož výstup je připojen napětový sledovač.

Proudový konvektor má vstupní proudový (nízko-impedanční) a napětový (vysoko-impedanční) vstup a proudový výstup. V podstatě se skládá z proudem řízeného zdroje proudu (CCCS) a napětím řízeného zdroje napětí (VCVS). Výstupní proud je dán velikostí vstupního proudu $I_z = I_x$ a napětí $U_x = U_y$. Na výstupu konveje následuje proti zemi zapojená tzv. transimpedance Z_t (podle katalogových údajů konkrétních prvků mívá 3 až 5 MΩ a kapacitou kolem 5 pF). Transimpedance tvoří hlavní přenosový parametr celého obvodu. Na transimpedanční zesilovač se lze tedy dívat jako na proudem řízený zdroj napětí (CCVS). Některé typy CFA mají vyvedenou tzv. kompenzační svorku a lze externě upravovat hodnotu transkapacitance C_t [19].

Transimpedance Z_t obvodu je kmitočtově závislá a její charakter se podobá průběhu zesílení VFA. Ideální jednopólový model CFA je zobrazen na obr. 6.1. Nelze spojit ideální proudový výstup s ideálním napětovým vstupem, proto je i v ideálním modelu CFA transimpedance Z_t . Jednopólový model popsaný parazitními jevy a reálnými stavebními prvky je zobrazen na obr. 6.2. Jedná se o nenulový výstupní odpor, vstupní odpor svorky x a vstupní odpor a kapacita svorky y . U reálných CFA jsou běžné hodnoty těchto parametrů $R_x < 100 \Omega$ (typicky je kolem 10 Ω), $R_y > 100 \text{ k}\Omega$ a $C_y < 10 \text{ pF}$. Na rozdíl od VFA, u kterého by zpětnovazební kapacitor neměl chybět, u CFA by neměl být zpětnovazební kapacitor vůbec použit. Důsledkem by byla zhoršená zpětnovazební stabilita operačního obvodu nebo nasazení autooscilací [20].



Obr. 6.1: Jednólový model CFA



Obr. 6.2: Model CFA popsaný parazitními jevy a reálnými stavebními prvky

6.1 Oscilátor s Wienovým článkem

Výchozí zapojení tohoto oscilátoru je vzato z obr. 3.4. Jedná se o oscilátor s Wienovým článkem ve zpětné vazbě.

Výpočet prvků:

Hodnoty pasivních prvků jsem odvodil pomocí vztahů uvedených v kapitole 3 (3.12) a (3.13). Velikost kondenzátorů C_1 a C_2 jsem zvolil 120pF a následně vypočetl hodnoty rezistorů pro oscilační kmitočet $f_0=1\text{MHz}$. Na obrázku 6.3 je znázorněn průběh oscilací s ideálním modelem CFA. Ověření velikosti oscilačního kmitočtu je zobrazeno na obr. 6.4.

$$f_0 = 1\text{MHz}$$

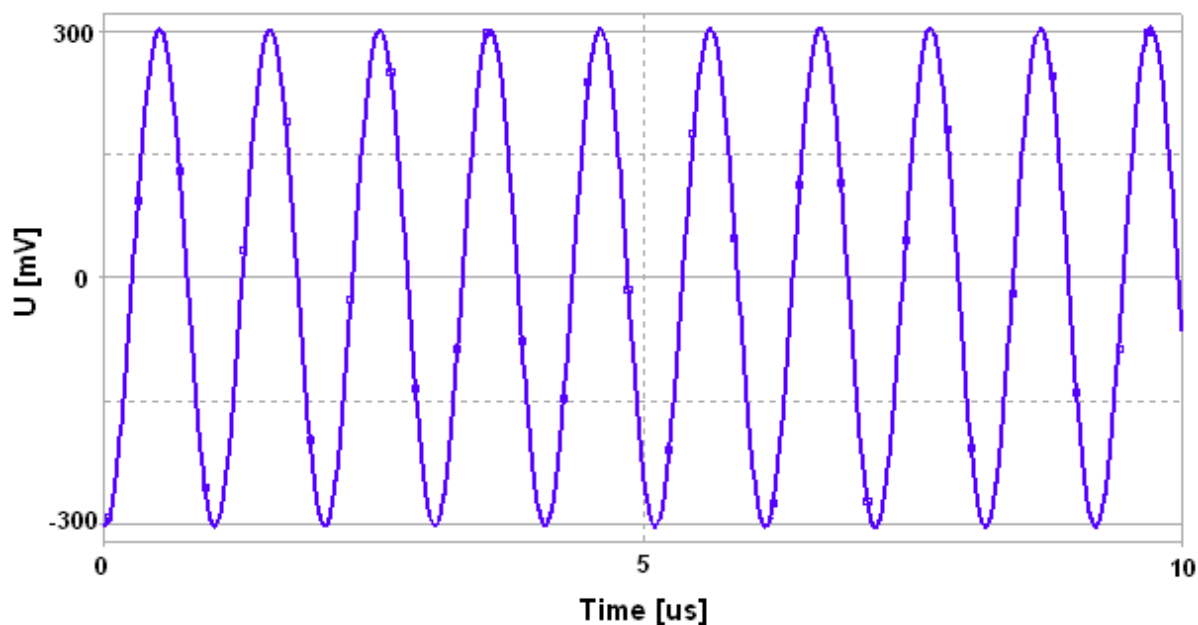
$$R_1 = R_2 \text{ (zvoleno)}$$

$$C_1 = C_2 = 120\text{pF (zvoleno)}$$

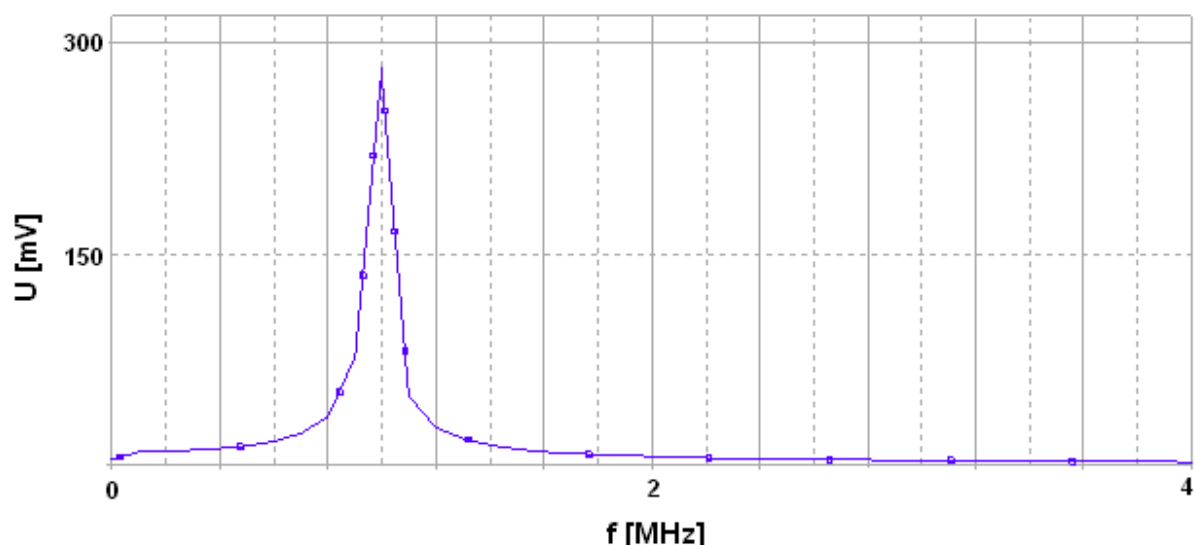
$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi RC} \Rightarrow R = \frac{1}{2\pi C \cdot f_0} = \frac{1}{2\pi \cdot 120 \cdot 10^{-12} \cdot 10^6} = 1,326\text{k}\Omega$$

Tab. 6.1: Vypočtené hodnoty pasivních prvků (Wien, CFA)

C_1	C_2	R_1	R_2	R_3	R_4
120pF	120pF	1,33k Ω	1,33k Ω	1k Ω	2k Ω

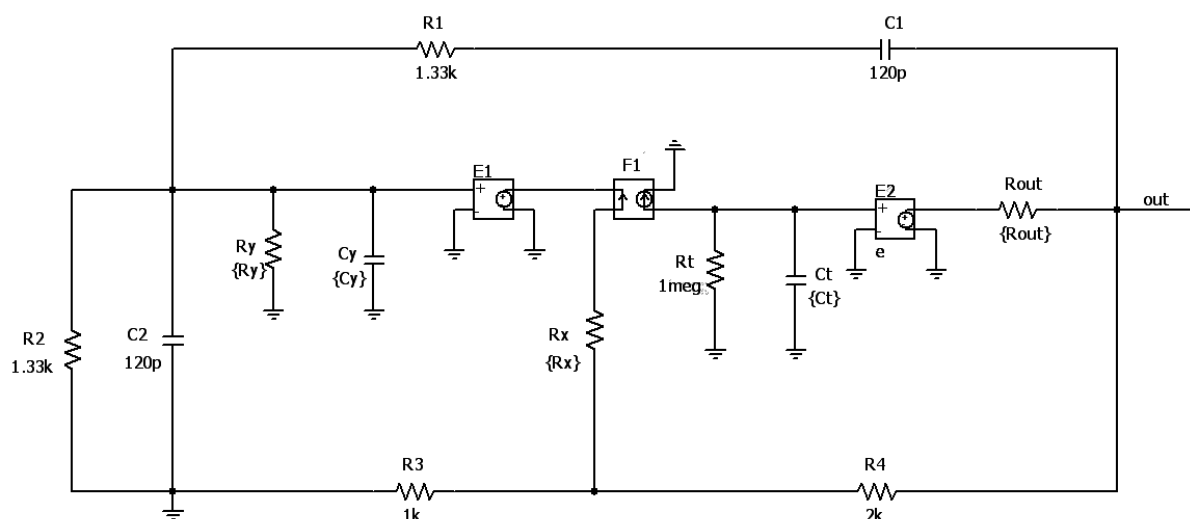


Obr. 6.3: Časový průběh oscilací - Ideální model CFA



Obr. 6.4: Spektrum výstupního napětí - Ideální model CFA

Na obr. 6.5 je zobrazeno zapojení oscilátoru s modelem CFA popsaným parazitními jevy a reálnými prvky. Výsledný průběh oscilací s firemním makro modelem OPA623 je znázorněn spolu s průběhem při použití modelu CFA na obr. 6.7. Z výsledných průběhů je zřejmé, že dochází k útlumu oscilací.



Obr. 6.5: Zapojení oscilátoru - modelem CFA s parazitními jevy

6.1.1 Testování vlastností oscilátoru (Wienův článek) s modelem CFA

Analýza vlivu kmitočtové závislé transimpedance CFA

Pro testy jsem zvolil typickou hodnotu stejnosměrné transimpedance $R_T = 1\text{M}\Omega$. Byla aplikována časová analýza v časovém rozsahu 0 až 10 μs . Z obr. 16.14 v příloze je vidět, jak působí změna kapacitoru C_T na výsledný průběh oscilací. Testovány byly hodnoty $C_T = 1\text{pF}$, 3pF a 30pF. Při zvětšující se hodnotě, se výsledný průběh oscilací stále více vzdaloval od ideálního průběhu. Mezní hodnotu, při které nebyl výsledný průběh oscilací ovlivněn, jsem odhadnul kolem $C_T = 1\text{pF}$.

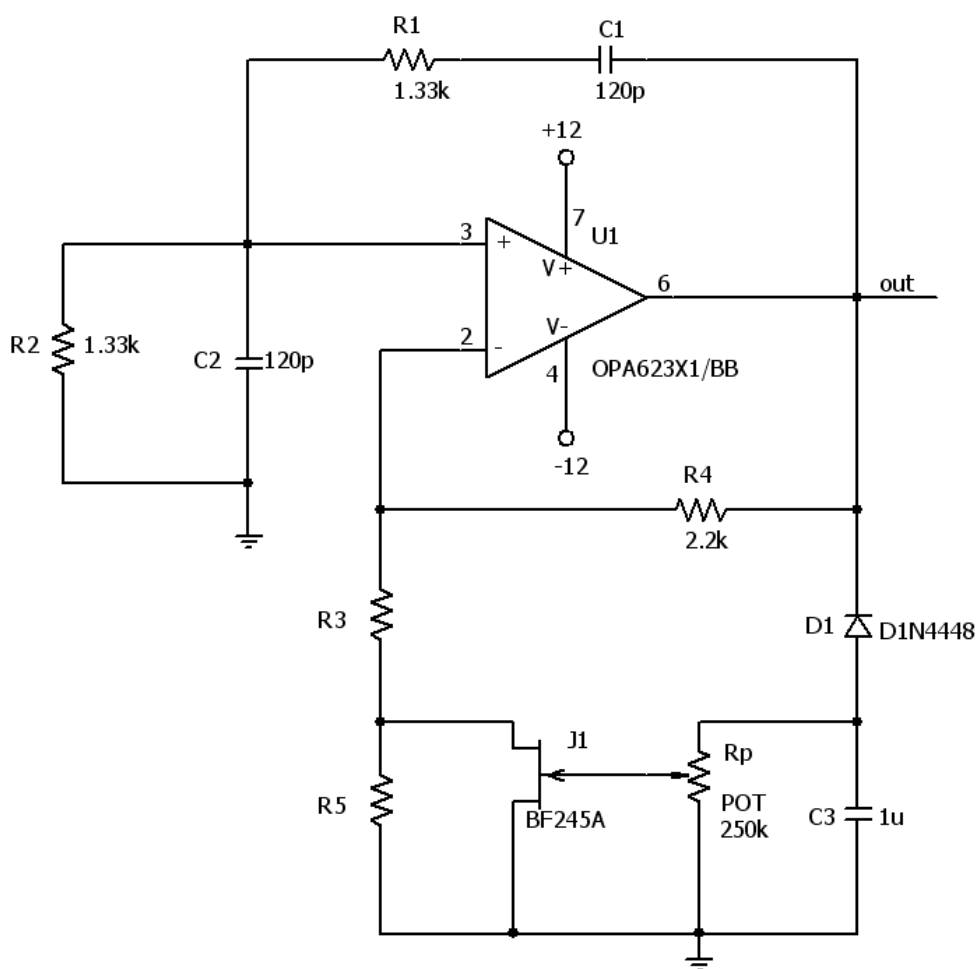
Analýza vlivu nenulového výstupního odporu CFA

Model CFA jsem rozšířil o výstupní rezistor simulující výstupní odpor CFA. Uvažuje se tedy nějaká hodnota výstupní impedance. U těchto obvodů se jeho hodnota pohybuje asi kolem 10Ω . Testovány byly hodnoty $R_{OUT} = 10, 200$ a $1k\Omega$. Přičemž krajní hodnota odpovídá přibližnému ideálu (10Ω), resp. extrémně velké hodnotě ($1k\Omega$). Vliv nenulového výstupního rezistoru se projevoval od hodnoty kolem $R_{OUT} = 100\Omega$. Průběhy vlivu výstupního rezistoru jsou zobrazeny na obr. 16.13 v příloze.

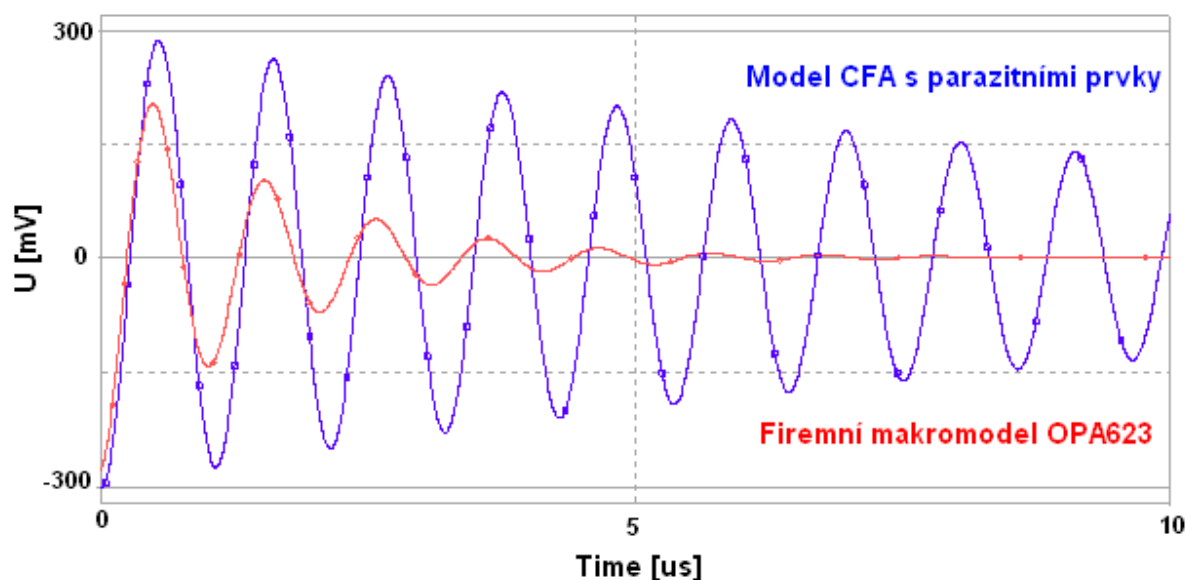
Analýza vlivu vstupních impedancí CFA

U CFA je nutné uvažovat vstupní impedanci neinvertujícího vstupu proti zemi (R_y a C_y) a impedanci invertujícího vstupu (R_x). Z obr. 16.11 a 16.12 je patrné, že vstupní odpor $R_y > 1M\Omega$ a vstupní kapacita $C_y < 0,1pF$ ovlivňují splnění oscilační podmínky (jelikož běžné hodnoty těchto parametrů jsou $R_y > 100\Omega$ a $C_y < 1pF$ reálných CFA). Na obr. 16.10 je vidět, že $R_x < 50\Omega$ (typicky je kolem 10Ω) nezpůsobí chybu.

Zapojení oscilátoru s firemním makromodelem OPA623 je zobrazeno na obrázku 6.6. Oscilátor má špatnou stabilitu, a proto je vhodné doplnit zapojení o obvod automatické stabilizace amplitudy (AGC). Výsledný průběh oscilací s AGC je znázorněn na obr. 16.15 v příloze.



Obr. 6.6: Celkové zapojení oscilátoru se stabilizací



Obr. 6.7: Časové průběhy oscilací s modelem CFA a firemním makromodelem OPA623

6.2 Oscilátor s T-článkem

Výchozí zapojení tohoto oscilátoru je vzato z obr. 3.5. Jedná se o oscilátor s T-článkem ve zpětné vazbě.

Výpočet prvků:

Hodnoty pasivních prvků jsem odvodil pomocí uvedených vztahů v kapitole 3 (3.16) a (3.17). Velikost kondenzátorů C_1 a C_2 jsem zvolil 10pF respektive 22pF. Následně jsem dopočetl hodnoty rezistorů pro požadovaný oscilační kmitočet $f_0=1\text{MHz}$. Výsledný průběh oscilací s ideálním modelem CFA je stejný jako u předchozího oscilátoru na obr. 6.3.

$$f_0 = 1\text{MHz}$$

$$R_1 = R_2 = R$$

$$C_1 = 10\text{pF a } C_2 = 22\text{pF (zvoleno)}$$

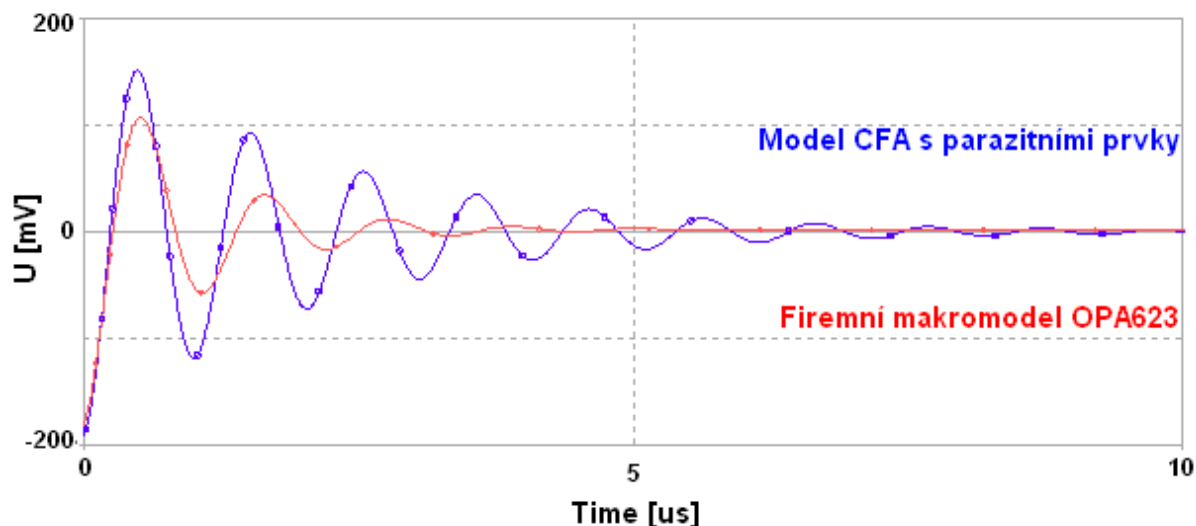
$$\frac{C_2}{C_1} = 2 \frac{R_4}{R_3} \Rightarrow \frac{22}{10} = 2 \frac{R_4}{R_3} \Rightarrow \frac{R_4}{R_3} = 1,1 \Rightarrow R_4 = 1,1\text{k}\Omega \text{ a } R_3 = 1\text{k}\Omega$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot R \sqrt{C_1 C_2}} \Rightarrow R = \frac{1}{2\pi f_0 \sqrt{C_1 C_2}} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^6 \sqrt{10 \cdot 10^{-12} \cdot 22 \cdot 10^{-12}}} = 10,7\text{k}\Omega$$

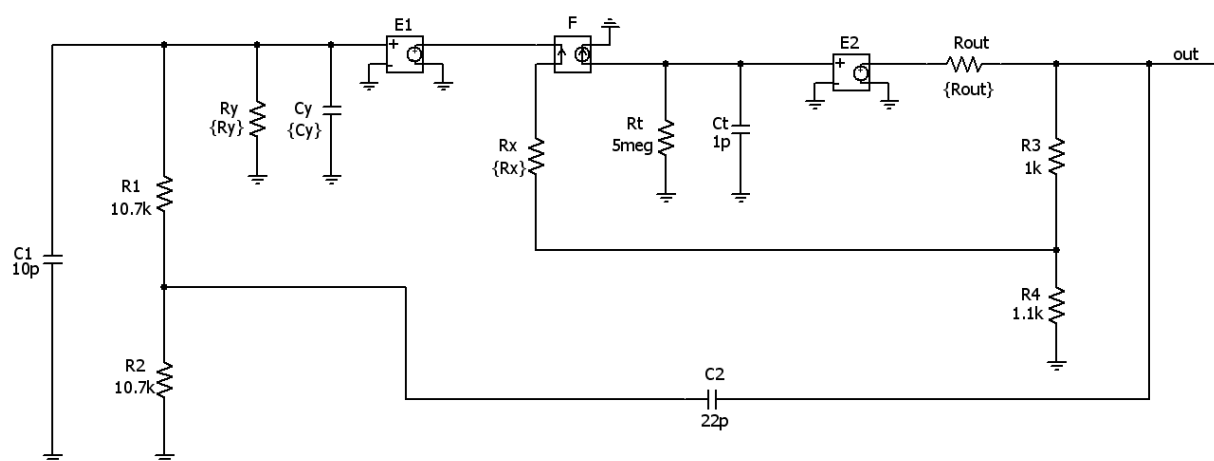
Tab. 6.2: Vypočtené hodnoty pasivních prvků (T-článek, CFA)

C_1	C_2	R_1	R_2	R_3	R_4
10pF	22pF	10,7k Ω	10,7k Ω	1k Ω	1,1k Ω

Na obr. 6.9 je zobrazeno zapojení oscilátoru s modelem CFA popsaným parazitními jevy a reálnými prvky. Výsledný průběh oscilací s firemním makromodelem OPA623 je znázorněn spolu s průběhem při použití modelu CFA na obr. 6.8. Z výsledných průběhů je zřejmé, že dochází k útlumu oscilací.



Obr. 6.8: Časové průběhy oscilací s modelem CFA a firemním makromodelem OPA623



Obr. 6.9: Zapojení oscilátoru - model CFA s parazitními jevy

6.2.1 Testování vlastností oscilátoru (T-článek) s modelem CFA

Analýza vlivu kmitočtové závislé transimpedance CFA

Pro testy jsem zvolil typickou hodnotu stejnosměrné transimpedance $R_T = 5\text{M}\Omega$. Byla aplikována časová analýza v časovém rozsahu 0 až 10us. Z obr. 16.21 v příloze je vidět, jak působí změna kapacitoru C_T na výsledný průběh oscilací. Testovány byly hodnoty $C_T = 0,1\text{pF}$, 1pF a 10pF . Při zvětšující se hodnotě kapacity, se výsledný průběh oscilací stále více vzdaloval od ideálního průběhu. Mezní hodnotu, při které nebyl výsledný průběh oscilací ovlivněn, jsem odhadnul kolem $C_T = 1\text{pF}$.

Analýza vlivu nenulového výstupního odporu CFA

Model CFA jsem rozšířil o výstupní rezistor simulující výstupní odpor CFA. Uvažoval jsem tedy nějakou hodnotu výstupní impedance. U těchto obvodů se jeho hodnota pohybuje asi kolem 10Ω . Testovány byly hodnoty $R_{OUT} = 10\Omega$, $2k$ a $10k\Omega$. Přičemž krajní hodnota odpovídá přibližnému ideálu (10Ω), resp. extrémně velkým hodnotám ($1k\Omega$ a $10k\Omega$). Vliv nenulového výstupního rezistoru se začal projevovat od hodnoty kolem $R_{OUT} = 1k\Omega$. Průběhy vlivu výstupního rezistoru jsou zobrazeny na obr. 16.17 v příloze.

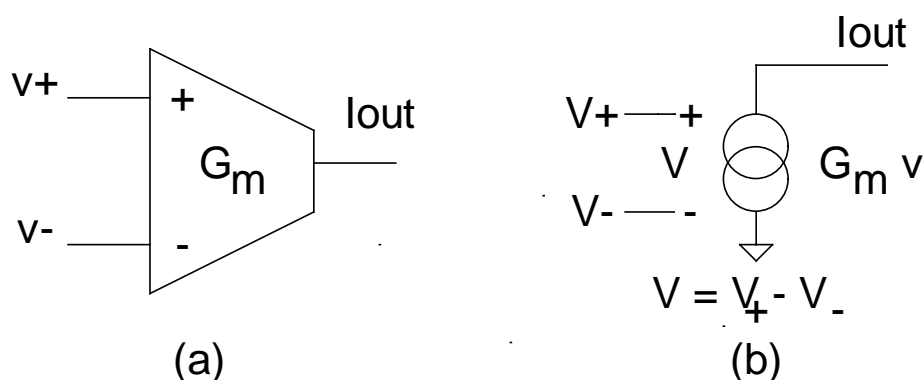
Analýza vlivu vstupních impedancí CFA

U CFA je nutné uvažovat vstupní impedanci neinvertujícího vstupu proti zemi (R_Y a C_Y) a impedanci invertujícího vstupu (R_X). Z obr. 16.19 a 16.20 je patrné, že vstupní rezistor $R_Y > 10M\Omega$ a vstupní kapacitor $C_Y < 0.01pF$ ovlivňují splnění oscilační podmínky (jelikož běžné hodnoty těchto parametrů jsou $R_Y > 100\Omega$ a $C_Y < 1pF$ reálných CFA). Na obr. 16.18 je vidět, že $R_X < 50\Omega$ (typicky je kolem 10Ω) nezpůsobí chybu.

7 Transkonduktivní (transadmitanční) operační zesilovače

Transkonduktor neboli transkonduktanční operační zesilovač OTA (Operational Transconductance Amplifier) nachází uplatnění především v integrovaných strukturách ARC filtrů a napěťově řízených oscilátorech (VCO). Jde vlastně o zdroj proudu řízený napětím (VCCS), který má vlastnosti jako ideální tranzistor.

OTA se skládá z diferenčního vstupu V_+ , V_- a z jednoho či dvou výstupů V_{OUT} . Na obr. 7.1 je znázorněn ideální model transkonduktoru a jeho náhradní zapojení. Výstupní proud je dán rovnicí (7.1), kde V_+ a V_- jsou napětí na neinvertujícím a invertujícím vstupu OTA vztažené proti zemi a I_o je výstupní proud OTA. Parametr g_m je regulovatelný parametr (transkonduktance – regulace pomocí ss proudu) a jeho typická hodnota se pohybuje v rozmezí od jednotek do stovek μS v CMOS obvodech a v bipolárních technologiích až v desítkách mS.



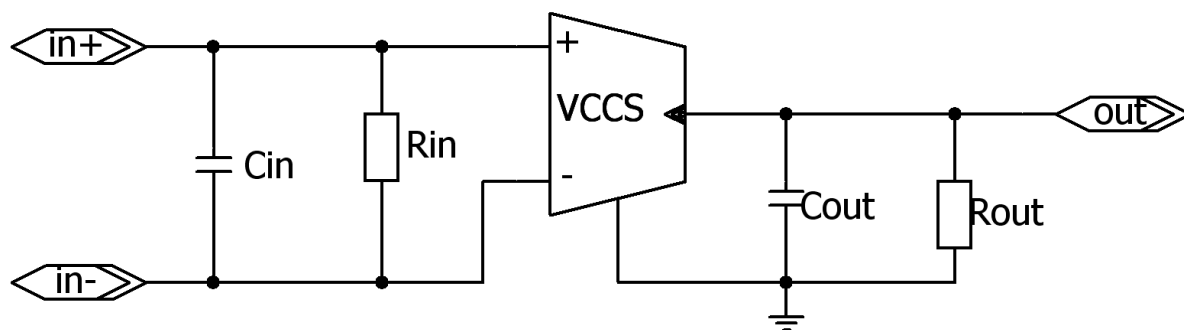
Obr. 7.1: a, Ideální model transkonduktoru, b, náhradní zapojení transkonduktoru

Pomocí vnějšího stejnosměrného řídicího proudu I_x a konstanty κ , která je při pokojové teplotě rovna 19,2, lze hodnotu transkonduktance g_m přeladovat. Tento proud může být realizován proudovým zdrojem, ale častěji připojením na záporný napájecí přívod vlastního OTA přes rezistor. Tento proud mění parametry a vlastnosti v zapojení naprázdno a to výhodně či nevýhodně jako zesílení, šířku pásma, vstupní, výstupní i napájecí napětí a proud a samozřejmě i impedance a hlavně žádanou strmost [22].

$$g_m = 19,2 \cdot I_x [S]. \quad (7.1)$$

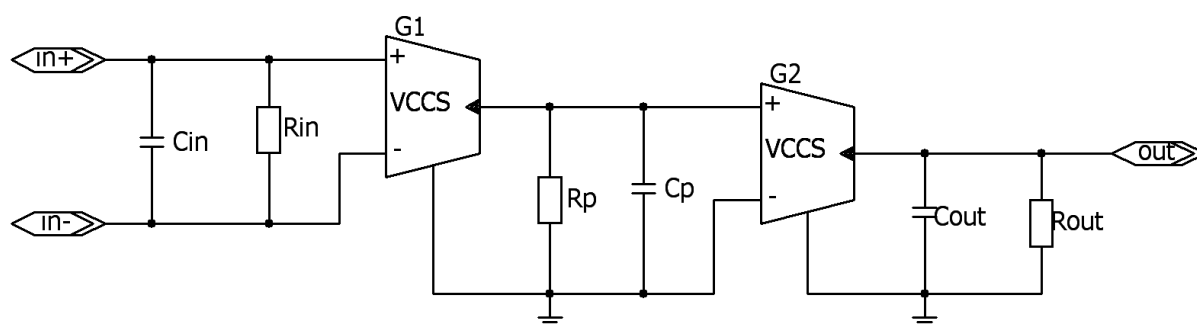
7.1 Modely 3. úrovně OTA

Model 3. úrovně OTA č. 1 je zobrazen na obr. 7.2. Tenhle model zahrnuje pouze vstupní impedanci R_{in} , C_{in} a výstupní impedanci R_{out} , C_{out} a strmost g_m . Prvek *gvalue* je v podstatě zdroj proudu řízený napětím. Vstupním řídicím proudem I_x měníme parametr g_m dle vztahu (7.1).



Obr. 7.2: Model č. 1 OTA

Model 3. úrovně OTA č. 2 je zobrazen na obr. 7.3. Model je doplněn oproti předchozímu o další RC člen, který představuje druhý pól. Pomocí tohoto modelu dosáhneme lepších výsledků v přiblížení s reálným OTA zesilovačem.



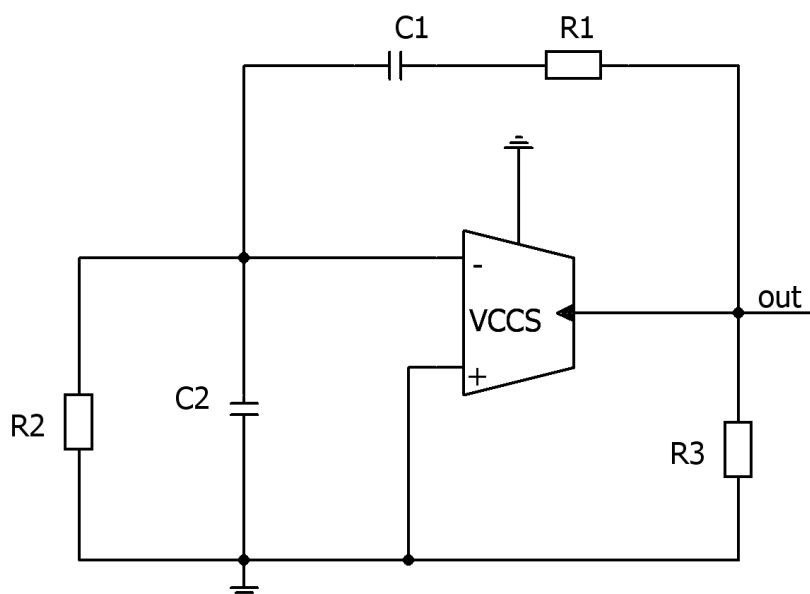
Obr. 7.3: Model č. 2 OTA

7.2 Oscilátor s Wienovým článkem

Zapojení oscilátoru s Wienovým článkem je znázorněno na obr. 7.4. K oscilátoru je do vstupu OTA přivedena zpětná odporová vazba pro vyrovnání celkového přenosu rovného jedna, která mění proudový výstup na napěťový se zápornou hodnotou, takže musíme zaměnit oba vstupy OTA oproti standardnímu napětím řízenému zdroji napětí. Oscilační kmitočet vypočteme z (7.2) a musí být splněna podmínka (7.3). Pro zjednodušení platí, že hodnoty odporů $R_1=R_2=R$ a hodnoty kondenzátorů $C_1=C_2=C$.

$$\omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R \cdot (R + R_3)}} \quad (7.2)$$

$$g_m = \frac{R_3 + 3R}{R_3 R} \quad (7.3)$$



Obr. 7.4: Zapojení oscilátoru s Wienovým článkem

Výpočet prvků:

Hodnoty prvků jsem odvodil výše uvedených vztahů (7.2) a (7.3). Velikost rezistorů R_1 , R_2 a R_3 jsem zvolil $13,3\text{k}\Omega$ respektive 100Ω a následně dopočetl hodnoty kondenzátorů pro požadovaný oscilační kmitočet $f_0=1\text{MHz}$. Průběh oscilací s ideálním modelem OTA je zobrazen na obr. 7.5.

$$f_0 = 1\text{MHz}$$

$$R_1 = R_2 = 13,3\text{k}\Omega \text{ (zvoleno)}$$

$$R_3 = 100\Omega \text{ (zvoleno)}$$

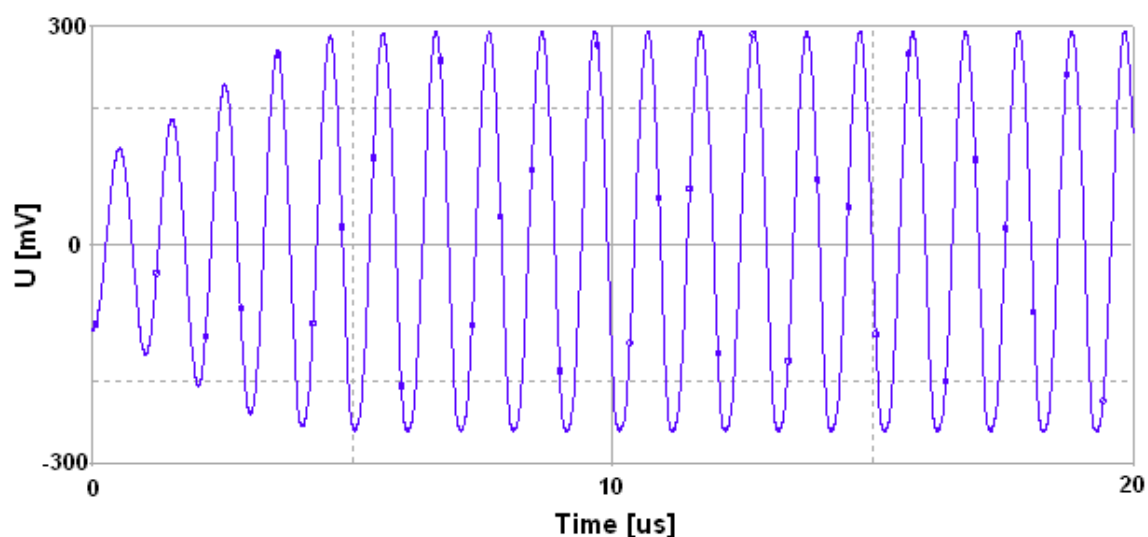
$$C_1 = C_2 = C$$

$$\omega_0 = \frac{1}{C\sqrt{R \cdot (R + R_3)}} \Rightarrow C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot \sqrt{R \cdot (R + R_3)}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10^6 \cdot \sqrt{13,3 \cdot 10^3 \cdot (13,3 \cdot 10^3 + 100)}} = 12 \text{ pF}$$

$$g_m = \frac{R_3 + 3R}{R_3 R} = \frac{100 + 3 \cdot 13,3 \cdot 10^3}{100 \cdot 13,3 \cdot 10^3} = 30 \text{ mS}$$

Tab. 7.1: Vypočtené hodnoty prvků (Wien, OTA)

C_1	C_2	R_1	R_2	R_3
12pF	12pF	13,3kΩ	13,3kΩ	100Ω

**Obr. 7.5:** Průběh oscilací s ideálním modelem OTA

Návrh oscilátoru je z hlediska výpočtu i sestavení jednoduchý, což je jeho velká výhoda. Nevýhodou je jeho špatná stabilita, a proto je vhodné obvod doplnit o obvod amplitudové stabilizace, tak jak bylo znázorněno u zapojení s CFA.

7.2.1 Testování vlastností oscilátoru s modelem OTA

Analýza vlivu výstupních impedancí OTA

Model OTA jsem rozšířil o výstupní rezistor simulující výstupní odpor OTA. U těchto obvodů se jeho hodnota pohybuje obvykle v řádu od desítek kiloohmů do desítek megaohmů. Testovány byly hodnoty $R_{OUT}=5\text{k}$, 50k a $500\text{k}\Omega$. Přičemž vyšší hodnoty odpovídají ideálu. Vliv výstupního odporu se začal projevovat od hodnoty v okolí $R_{OUT}=100\text{k}\Omega$. Průběhy vlivu výstupního odporu jsou zobrazeny na obr. 16. 24 v příloze.

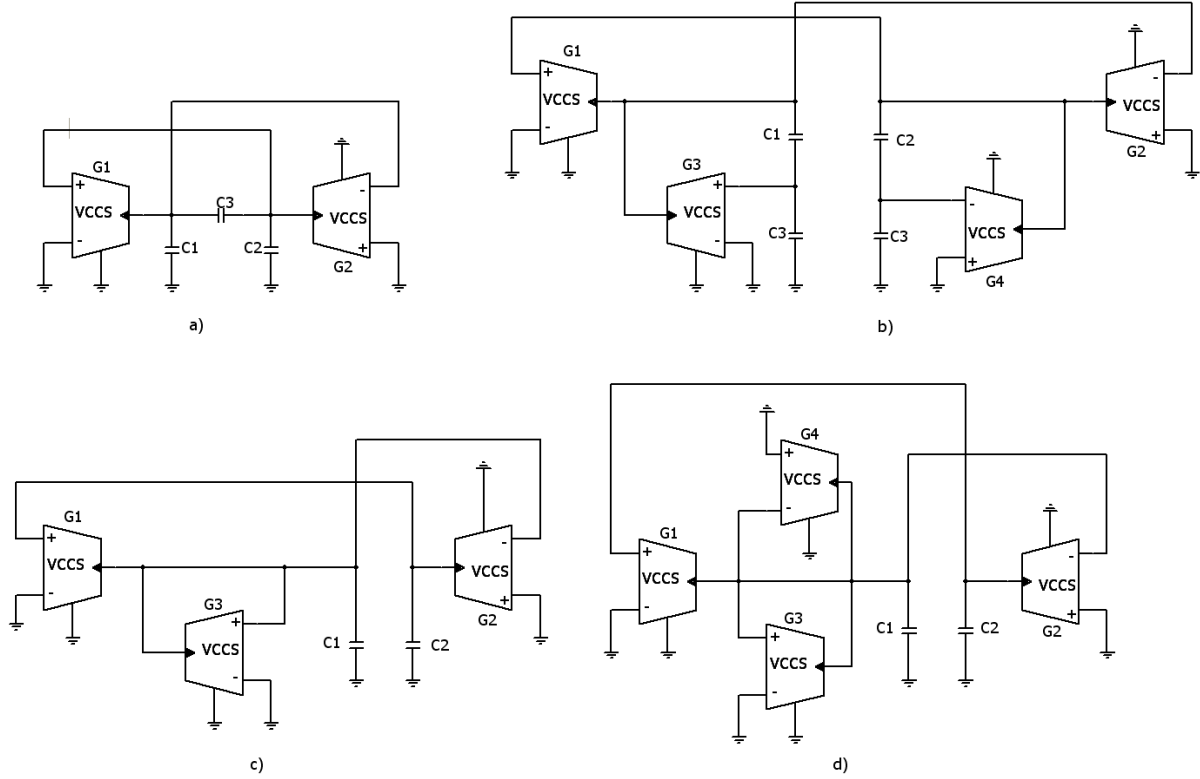
Vliv výstupní kapacity na výsledný průběh oscilátoru je zobrazen na obr. 16.25 v příloze. Jak je vidět, parazitní vliv se začal projevovat od hodnot desítek pikofarad (typicky jednotky pikofarad).

Analýza vlivu vstupních impedancí OTA

Z obr. 16.22 a 16.23 je patrné, že vstupní odpor $R_{IN}<1\text{M}\Omega$ (typicky desítky až stovky koloohmů) a vstupní kapacita $C_{IN}>0,1\text{pF}$ (typicky jednotky pikofarad) výrazně ovlivňují splnění oscilační podmínky.

7.3.1 Oscilátory OTA-C

Další možné zapojení oscilátorů s OTA jsou znázorněny na obr. 7.6. Zobrazené zapojení byly získány z literatury [25]. Ve všech případech se jedná o oscilátory složené pouze z OTA a kondenzátorů (též nazývané OTA-C oscilátory). Ve všech případech se jedná o přeladitelné oscilátory v širokém kmitočtovém rozmezí.



Obr. 7.6: Struktura zapojení OTA-C oscilátorů: a) 2OTA3C, b) 4OTA4C, c) 3OTA2C, d) kvadraturní

V tab. 7.2 jsou vypsány oscilační podmínky pro jednotlivé zapojení, které jsou uvedeny na obr. 7.6. Uvedené oscilátory jsou popsány následující charakteristickou rovnicí

$$s^2 - bs + \Omega_0^2 = 0. \quad (7.4)$$

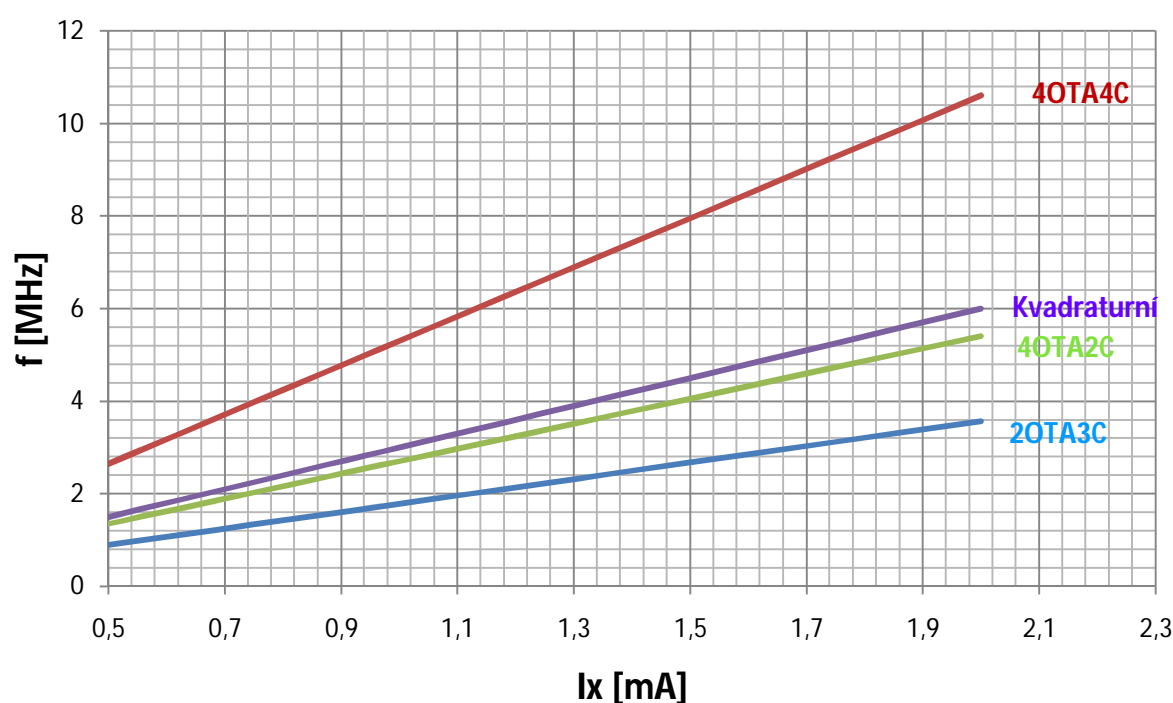
Amplitudová podmínka je splněna pokud $b=0$.

Tab. 7.2: Oscilační podmínky

	2OTA3C	Kvadraturní	4OTA4C
b	$(g_{m1} - g_{m2}) \cdot C_3$	$(g_{m3} - g_{m4}) \cdot C_2$	$(g_{m3} - g_{m4}) \frac{C_1 C_2 C_3}{(C_1 + C_3)(C_2 + C_3)}$
Ω^2	$\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{(C_1 + C_3)(C_2 + C_3) - C_3^2}$	$\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_1 C_2}$	$\frac{g_{m1} g_{m2} \left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right) \left(1 + \frac{C}{C_3}\right) - g_{m3} g_{m4} \frac{C_1 C_2}{C_3^2}}{C_1 C_2}$

Na obr. 7.7 jsou znázorněny naměřené průběhy přeladitelnosti jednotlivých oscilátorů. Jedná se o zapojení s ideálními OTA, tedy bez parazitních jevů. Pokud by byl na místo ideálního prvku použit reálný firemní makromodel (např. LM13700) docházelo by vlivem parazitních jevů k utlumení oscilací, proto je vhodné doplnit oscilátor o obvod stabilizace amplitudy. Ve všech simulovaných zapojení jsem použil jednotnou velikost kondenzátorů, která má hodnotu $C=1\text{nF}$. Dále pro všechny OTA jsem použil jednotnou transkonduktanci g_m (respektive proud I_x), pouze u oscilátoru 4OTA2C jsem musel použít různou transkonduktanci pro jednotlivé OTA, a to z důvodu splnění oscilačních podmínek (g_{m1} , g_{m2} mají stejnou velikost jako v ostatních případech, g_{m3} a g_{m4} poloviční).

Ze zobrazených průběhů je patrné, že Oscilátor 4OTA4C pracuje na nejvyšších kmitočtech, respektive oscilátor 2OTA3C na nejnižších. Snížením velikosti hodnoty kondenzátorů, se úměrně zvýší pracovní kmitočet.

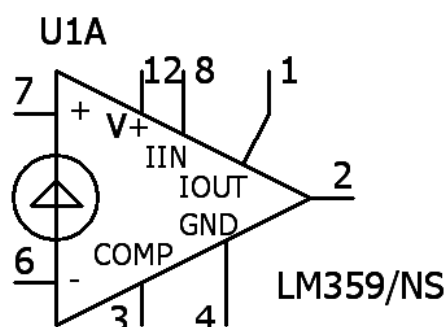


Obr. 7.7: Závislost kmitočtu na řídicím proudu

8 Nortonův zesilovač

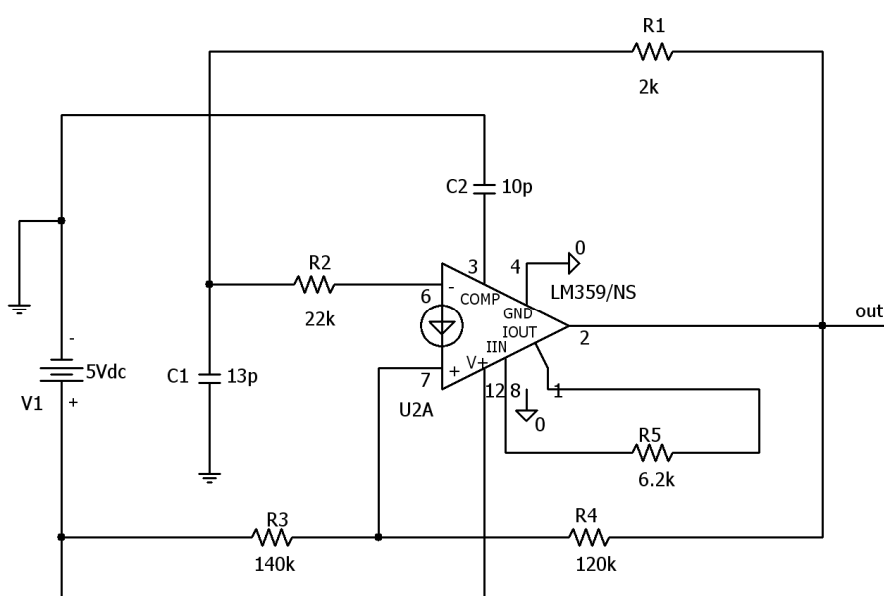
U tohoto zesilovače byl klasický OZ na vstupu doplněn proudovým zrcadlem (current mirror), díky němuž se získal proudem řízený prvek. Je již delší dobu vyráběn ve dvojicích (LM359) nebo i ve čtveřicích (LM3900, od roku 1970) firmou National semiconductor. Je vhodný k realizaci elektricky řízených zesilovačů, také ARC filtrů, využívajíc ss buzení do neinvertujícího vstupu [12].

Jestliže je OZ zapojen jako invertující struktura, je vstup (+) uzemněn, pak se jedná o klasický napěťový OZ se zápornou zpětnou vazbou, proudové zrcadlo je vyřazeno z funkce.

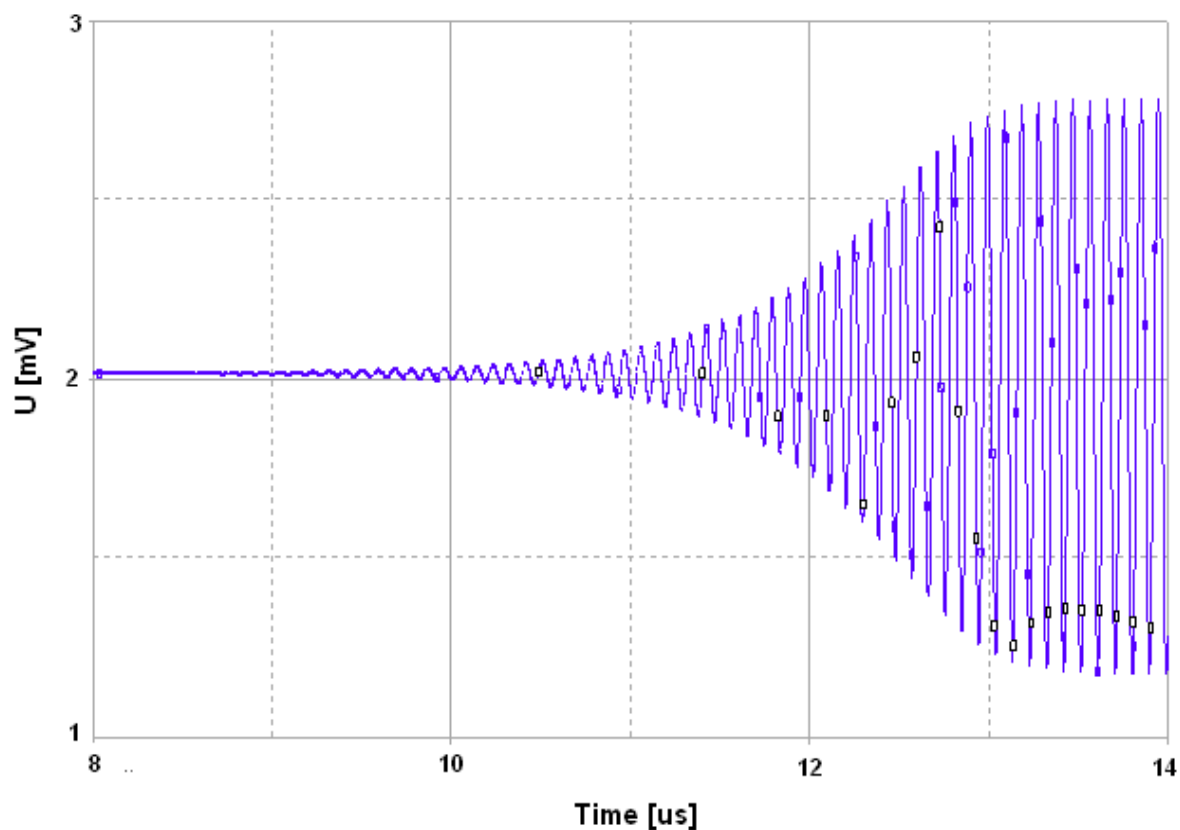
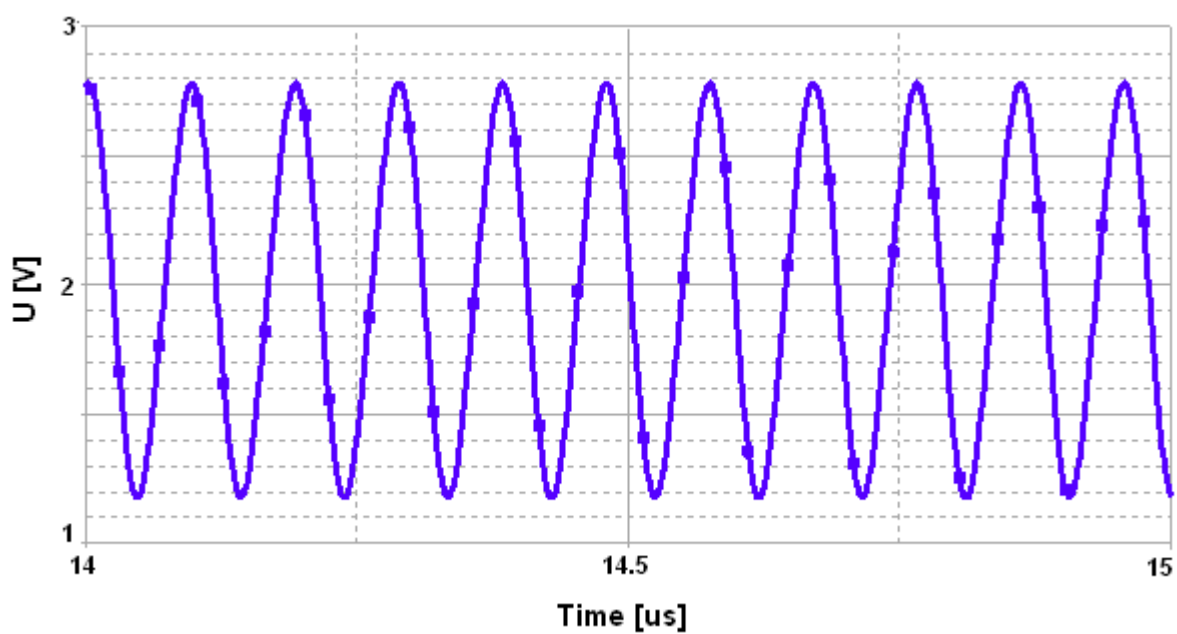


Obr. 8.1: Schéma makromodelu LM359 (PSpice)

Zapojení oscilátoru znázorněné na obr. 8.2 je převzato z data sheetu obvodu LM359, který je vyráběn společností National Semiconductor [24]. V originálním zapojení je obvod navržen na oscilační kmitočet $f_0=1\text{MHz}$. Jelikož výstupní signál neměl sinusový průběh, provedl jsem v obvodu několik změn. Hodnotu kapacitou C_1 jsem zmenšil ze 130pF na 13pF. Dále jsem doplnil kompenzační vstup kondenzátorem o velikosti 10pF. Takhle navržený obvod kmitá na kmitočtu $f_0=10\text{MHz}$. Z provedených úprav je vidět, že změna kmitočtu je úměrná změně kondenzátoru C_1 . Výsledný průběh oscilací je znázorněn na obr. 8.3 a 8.4.



Obr. 8.2: Zapojení oscilátoru s Nortonovým zesilovačem LM359

*Obr. 8.3: Průběh nasazení oscilací**Obr. 8.4: Ustálený průběh výstupního signálu*

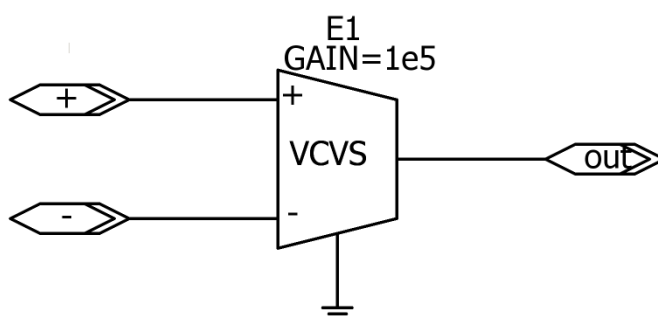
9 Napěťové operační zesilovače

Napěťové operační zesilovače neboli také operační zesilovače s napěťovou zpětnou vazbou (VFA - voltage feedback amplifier), jsou charakterizovány především konečným, kmitočtově závislým zesílením a konečnými hodnotami vstupní a výstupní impedance. Pro standardní OZ je typický diferenční vstup, nesymetrický výstup a zpravidla nesymetrické napájení.

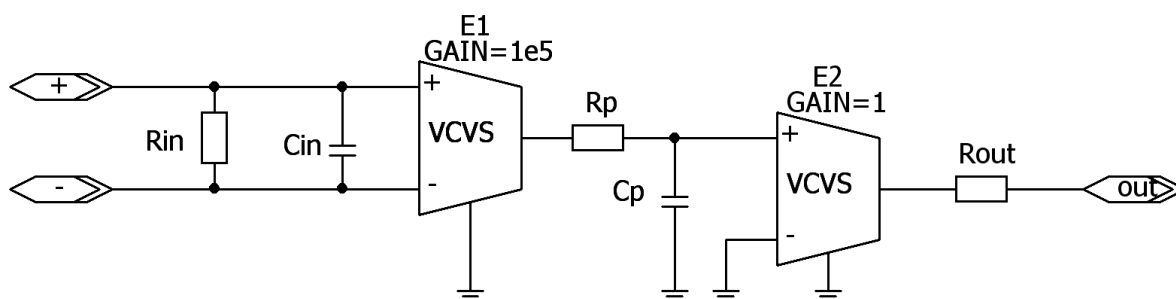
V pásmu vyšších kmitočtů (100kHz – 100MHz) již většina struktur s klasickými operačními zesilovači vykazuje řadu deformací kmitočtové charakteristiky způsobených parazitními vlastnostmi VFA (zejména pokles zesílení – tj. nedostatečná šířka pásma a také nezanedbatelný výstupní odpor). Na místě zesilovačů je možné použít řadu různých funkčních bloků určených pro vyšší frekvence, které jsou zmíněny v předcházejících kapitolách.

V dnešní době již, ale existují i operační zesilovače s VFA pracujících ve vyšších kmitočtových pásmech. Jedná se o velmi rychlé OZ (např. LMH6622, AD8099, VCA610 ...).

Za model ideálního VFA můžeme považovat zdroj napětí řízený napětím (VCVS), zobrazený na obr. 9.1, který je určen jediným parametrem A_0 . Kmitočtově závislý model 3. úrovně simulující parazitní jevy reálného OZ je zobrazen na obr. 9.2. Model je složen ze dvou VCVS, vstupní impedance, výstupní impedance a RC členem určujícím kmitočet pólu OZ.



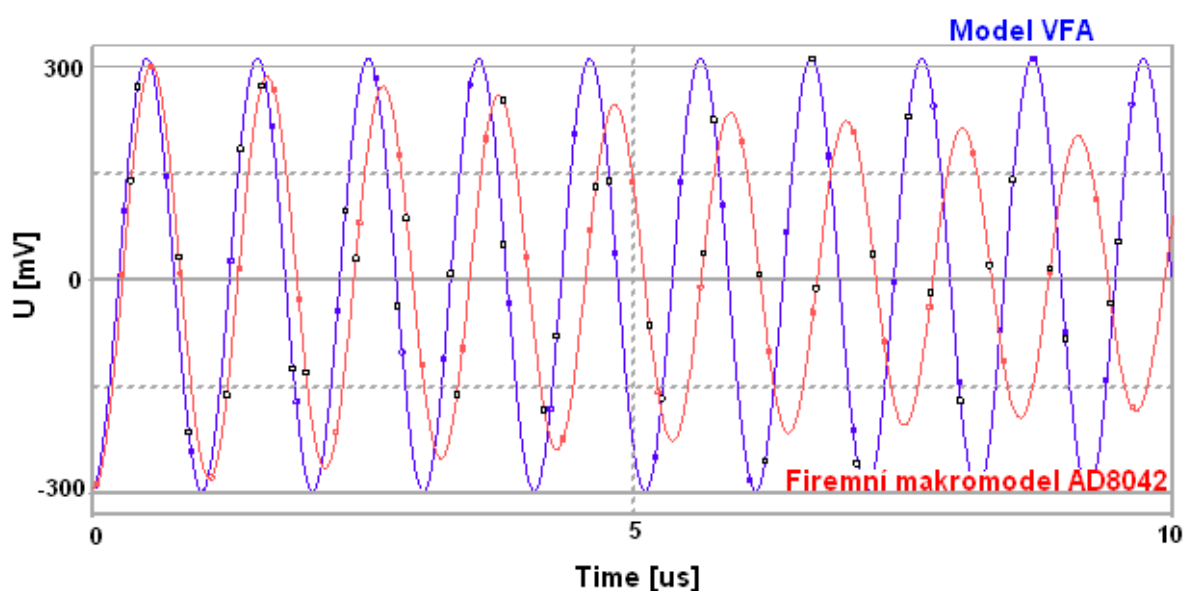
Obr. 9.1: Model první úrovně standardního operačního zesilovače



Obr. 9.2: Jednopolový model OZ 3. úrovně

Popis vlastností rychlých OZ je ukázán pomocí zesilovače typu AD8009, provedeného v integrované podobě. K příznivým vlastnostem tohoto OZ patří nízké zkreslení a bezprecedentními šumové vlastnosti. Ve své konstrukci má minimalizovány dva základní zdroje chyb - napěťový šum a harmonické zkreslení. AD8009 se vyznačuje moderní obvodovou architekturou, která řeší dva zásadní kompromisy vlastní tradičním vstupním diferenciálním stupňům. To umožňuje zesilovači dosáhnout jak extrémně nízkého šumu ($0,95 \text{ nV/Hz}$), velmi nízkého harmonického zkreslení (-92dB při 10MHz), tato kombinace parametrů je jedna z nejlepších na současném trhu. Obvod navíc dosahuje rychlosti přeběhu 1600 V/ms při zesílení 10. OZ je kompenzován z vnějšku, což nám dovoluje využít zesílení v rozsahu 2 až 10 při minimálním vlivu na šířku přenášeného pásma. Doba ustálení na $0,002 \%$ je 35 ns a doba zotavení po přetížení je 50ns . Za účelem omezení zpětnovazebních parazitních parametrů má zesilovač výstupní potenciál vyveden na dvou vývodech. Díky této úpravě je značně zjednodušen návrh plošných spojů a také se zvýší stabilita zesilovače.

Na obr. 9.3 jsou zobrazeny výstupní průběhy oscilátoru s Wienovým článkem. Modrý průběh ukazuje použití ideálního modelu CFA a červený firemního makromodelu AD8042.



Obr. 9.3: Časové průběhy oscilací s modelem CFA a firemním makromodelem AD8042

10. Elektronicky přeladitelné oscilátory

Elektronické přeladování žádaného kmitočtu u RC oscilátorů lze dosáhnout různými způsoby. Běžně dostupné metody používané pro řízení obvodů jsou pomocí:

- ovládaných potenciometrů
- optočlenů s fotoodpory a diodami LED
- polem řízených tranzistorů FET
- řízených OTA zesilovačů
- řízených napěťových zesilovačů
- spínaného odporu
- simulace odporu přepínaným kondenzátorem
- použití D-A převodníků
- elektronických potenciometrů

V další části jsou uvedeny dva elektronicky přeladitelné oscilátory. První oscilátor je přeladován pomocí řízeného OTA a druhý (s použitým CFA), je přeladován pomocí elektronického potenciometru.

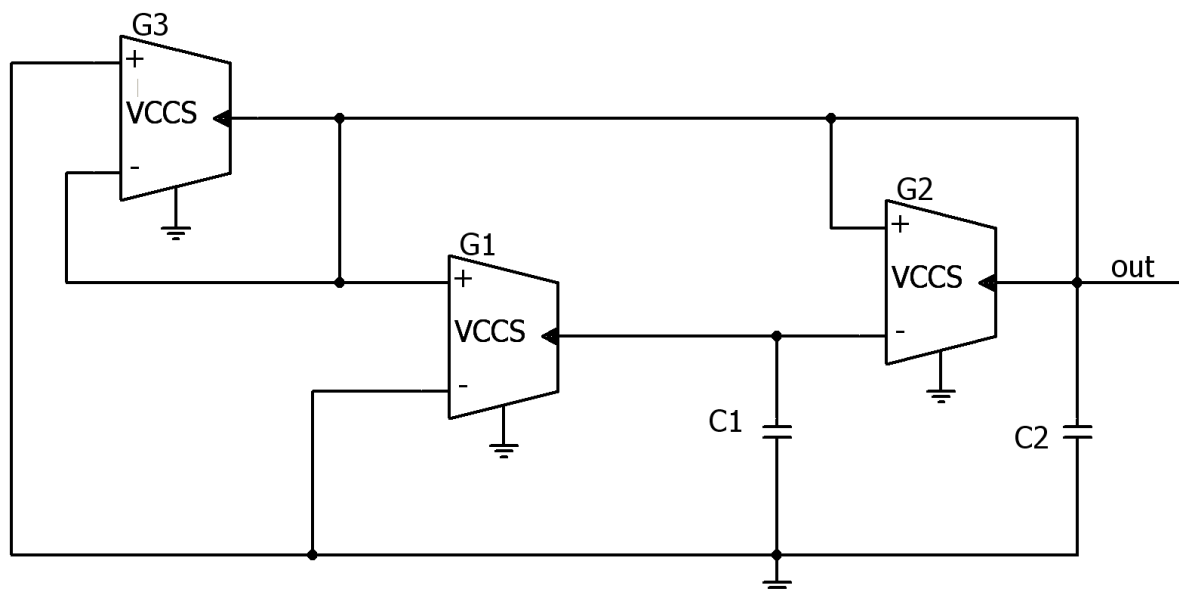
10.1 Přeladitelný oscilátor č. 1 (Senami)

Následující přeladitelný oscilátor je převzat z literatury [23] s uvedeným názvem pána R. Senami, který tenhle obvod popsal. Jedná se o oscilátor složený ze tří OTA a dvou kondenzátorů. Mezi klady tohoto oscilátoru patří jednoduchost zapojení, malý počet použitých součástek a velká šířka přeladitelného kmitočtu. Zapojení tohoto oscilátoru je znázorněno na obr. 10.1. Oscilační kmitočet se vypočítá pomocí (10.1) a podmínka vzniku oscilací bude splněna, když bude splněn vztah (10.3). Pro zjednodušení výpočtu oscilačního kmitočtu budeme uvažovat $g_{m1}=g_{m2}=g_{m3}=g$ a $C_1=C_2=C$, poté bude platit vztah (10.2).

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_1 \cdot C_2} - \left(\frac{g_{m3} - g_{m2}}{2 \cdot C_2} \right)^2}, \quad (10.1)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_1 \cdot C_2}}, \quad (10.2)$$

$$\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_1 \cdot C_2} \geq \left(\frac{g_{m3} - g_{m2}}{2 \cdot C_2} \right)^2. \quad (10.3)$$



Obr. 10.1: Zapojení přeladitelného oscilátoru OTA (Senami)

Pro zkoumání vlastností oscilačního kmitočtu zapojeného s reálným operačním zesilovačem (vybrán typ LM13700) jsem použil model znázorněný na obr. 7.2. Velikost vstupních a výstupních parazitních prvků je získána z [22], kde hodnoty těchto prvků jsou dány následujícími vztahy.

$$C_{in} = 0,5558 p \cdot \log(I_x \cdot 1,2498 \cdot 10^{14}) \quad [pF]$$

$$C_{out} = 0,1267 p \cdot \log(I_x \cdot 1,0888 \cdot 10^{41}) \quad [pF]$$

$$g_m = 19,2 \cdot I_x \quad [S]$$

$$R_{in} = 31,165 \cdot I_x^{-0,885} \quad [\Omega]$$

$$R_{out} = 1332,32 \cdot I_x^{-1,0156} \quad [\Omega]$$

kde proměnným prvkem (nastavuje se hodnota kmitočtu) je řídicí proud I_x .

Na obr. 10.2 je znázorněn průběh oscilací s kmitočtem 1MHz.

Výpočet parametrů:

Hodnoty pasivních prvků jsem odvodil pomocí vztahů uvedených výše (10.2) a (10.3). Velikost kondenzátorů C_1 a C_2 jsem zvolil 470pF. Následně jsem dopočetl hodnotu řídicího proudu I_x pro požadovaný oscilační kmitočet $f_0=1\text{MHz}$. Průběh oscilací je znázorněn na obr. 10.2.

$$C_1 = C_2 = C = 470\text{pF}$$

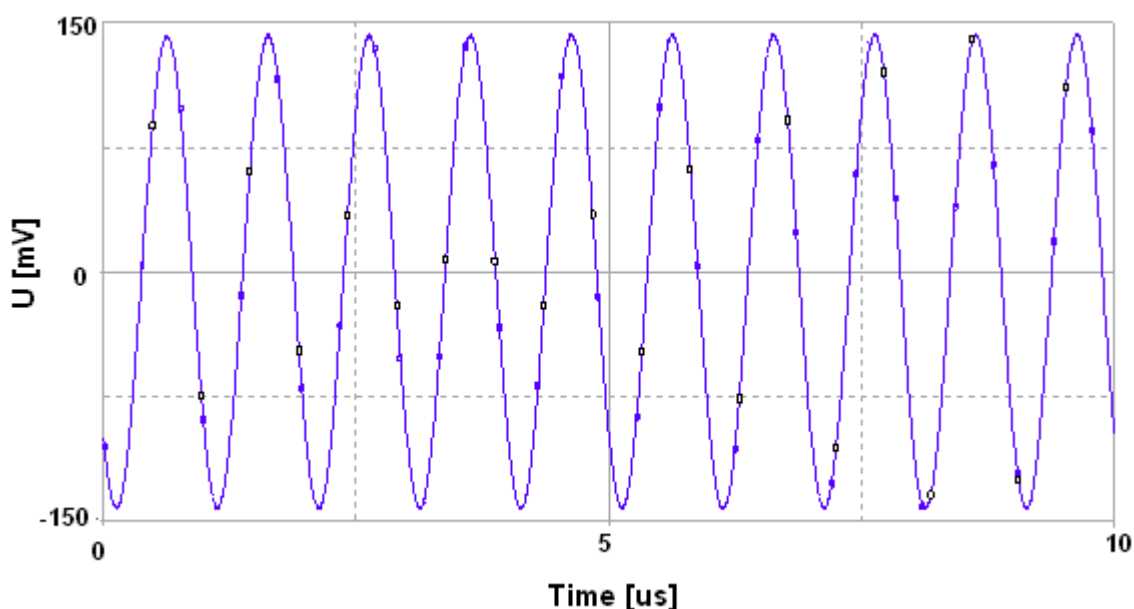
$$f_0 = 1\text{MHz}$$

$$g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_m$$

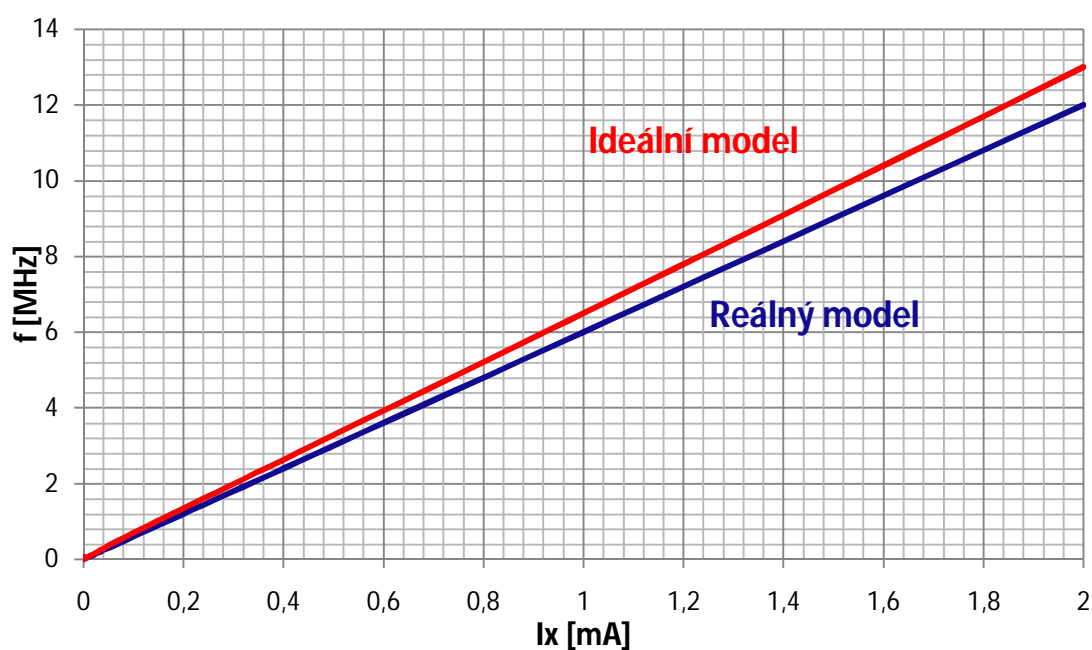
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1} \cdot g_{m2}}{C_1 \cdot C_2}} \Rightarrow g_m = \omega_0 \cdot C = 2 \cdot \pi \cdot 10^6 \cdot 470 \cdot 10^{-12} = 2,9531 \text{ mS}$$

$$I_x = \frac{19,2}{g_m} = \frac{19,2}{2,9531 \cdot 10^{-3}} = 153,8 \mu\text{A}$$

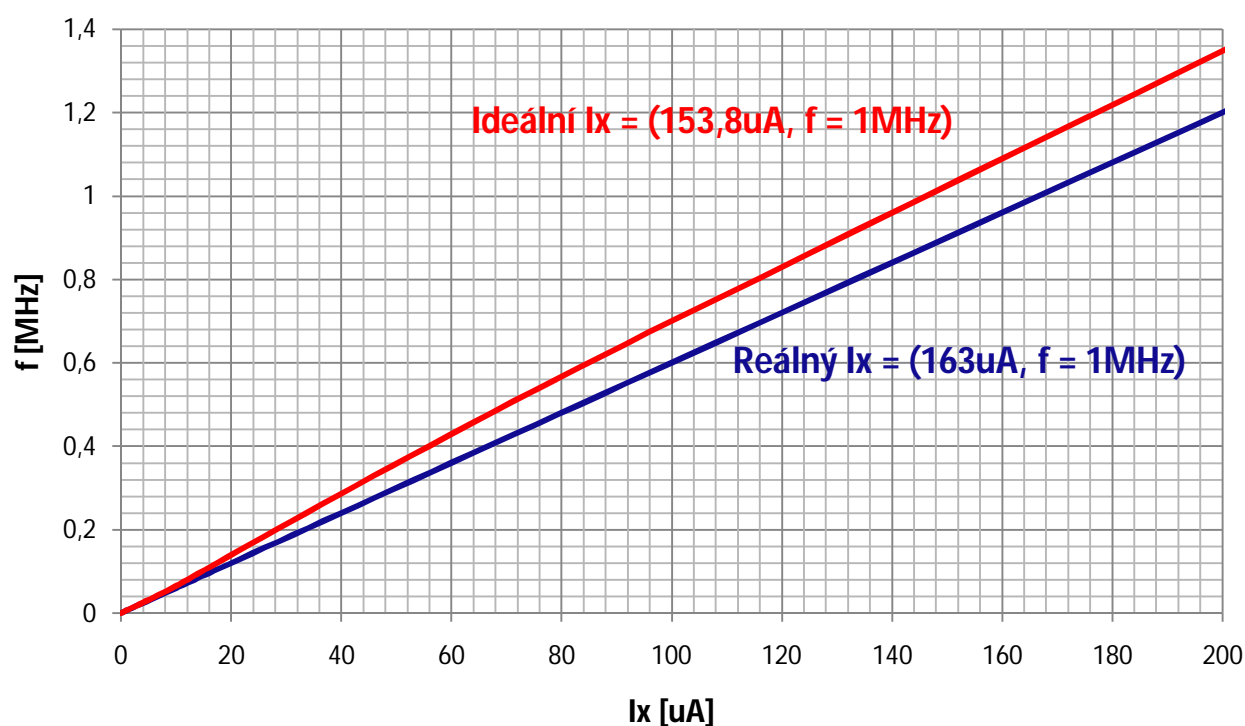
Hodnota $I_x = 153,8 \mu\text{A}$ je vztažena pro ideální průběh. Z grafu na obr. 10.4 můžeme odečíst hodnotu pro zapojení s reálnými OTA (v našem případě LM13700). Oscilační kmitočet tedy můžeme přeladovat tímto proudem I_x . Stabilitu obvodu, tedy velikost amplitudy výstupního průběhu, můžeme vyladit změnou parametru g_{m3} .



Obr. 10.2: : Časové průběhy oscilací s ideálním modelem OTA



Obr. 10.3: Závislost kmitočtu na řídicím proudu I_x



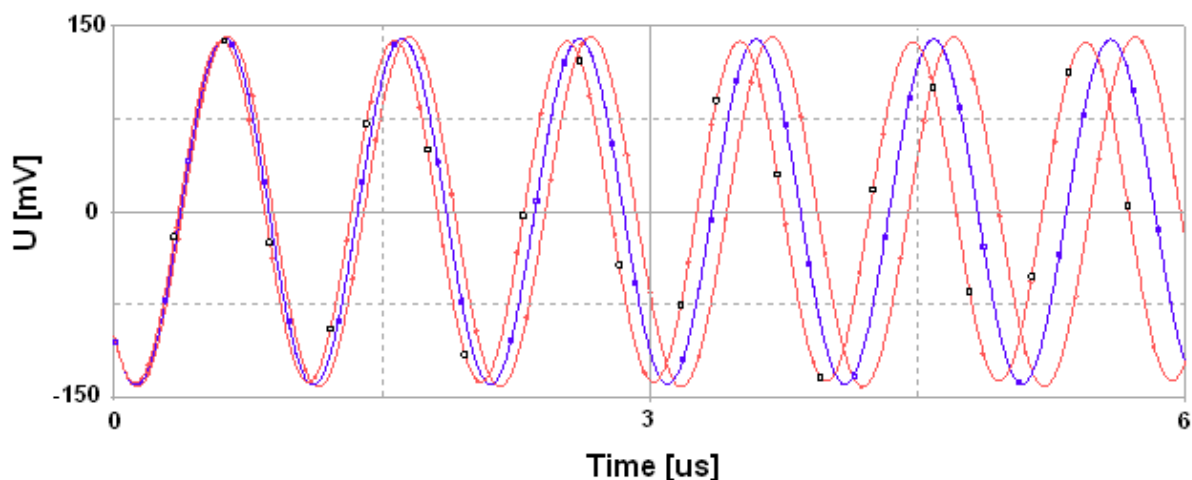
Obr. 10.4: Závislost kmitočtu na řídícím proudu I_x

Toleranční analýza

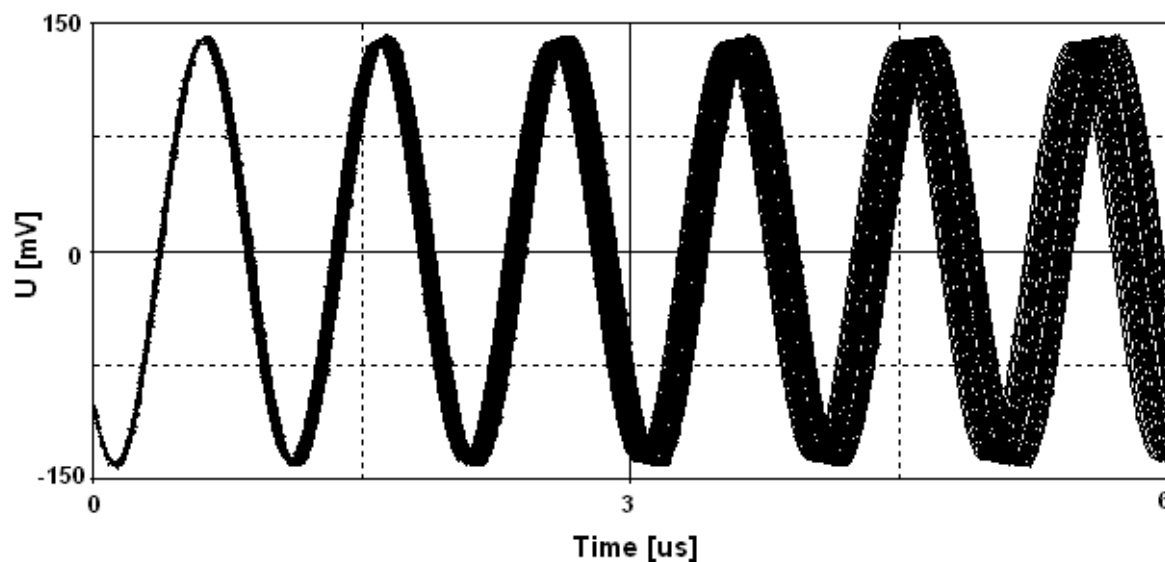
V každém navrženém obvodu, složeného z různých pasivních součástek vzniká určitá odchylka od požadovaného výsledku. Tato chyby je způsobena tolerančními vlastnostmi vybraných součástek.

Odchylky kmitočtu oscilátoru způsobenými tolerančními vlivy jednotlivých kondenzátorů, jsem porovnával s průběhem přesně navrženého kmitočtu na 1MHz. Na obr. 10.5 jsou zobrazeny nejhorší možné průběhy kmitočtu (pro $C=5\%$). Z výsledků těchto simulací plyne, že oscilační kmitočet by měl přibližnou toleranci $\pm 5\%$.

Pokud bychom chtěli získat co nejpřesnější kmitočet, museli by být jednotlivé kondenzátory vybrány a přeměřeny. Kondenzátor C_1 má asi o jednu třetinu větší vliv než C_2 , proto by měl být na něj kladen přesnější požadavek.



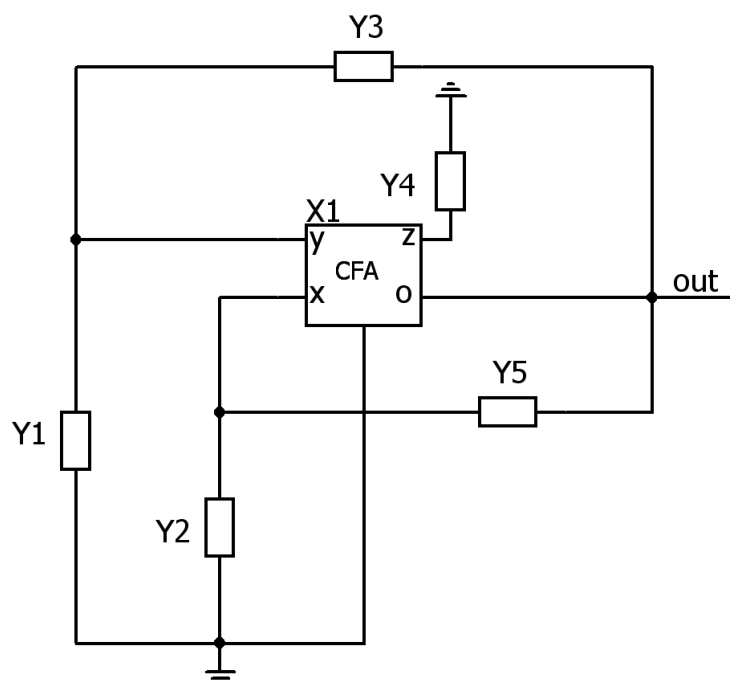
Obr. 10.5: Maximální vlivy tolerance (pro $C=5\%$)



Obr. 10.6: Toleranční analýza Monte Carlo (pro 50 hodnot, $C=5\%$)

11.2 Přeladitelný oscilátor č. 2 (CFA, AD844)

Autonomní obvod zobrazen na obr. 10.7 byl získán z literatury [19]. Obvod je složen z jednoho aktivního prvku CFA a pěti admitancí.



Obr. 10.7: Autonomní obvod pro zapojení oscilátoru

Charakteristická rovnice výše uvedeného autonomního obvodu, s použitým CFA, má následující tvar

$$D = Y_1 Y_3 + Y_1 Y_5 + Y_3 Y_4 - Y_2 Y_4 . \quad (10.4)$$

Obecné admitance jsem nahradil konkrétními prvky: $Y_1=1/R_1$, $Y_2=1/R_2$, $Y_3=pC_2$, $Y_4=pC_1$ a $Y_5=1/R_3$. Obvodové schéma složené z těchto konkrétních pasivních prvků je uvedeno na obr. 11.8. Charakteristická rovnice (6.8) má následující tvar

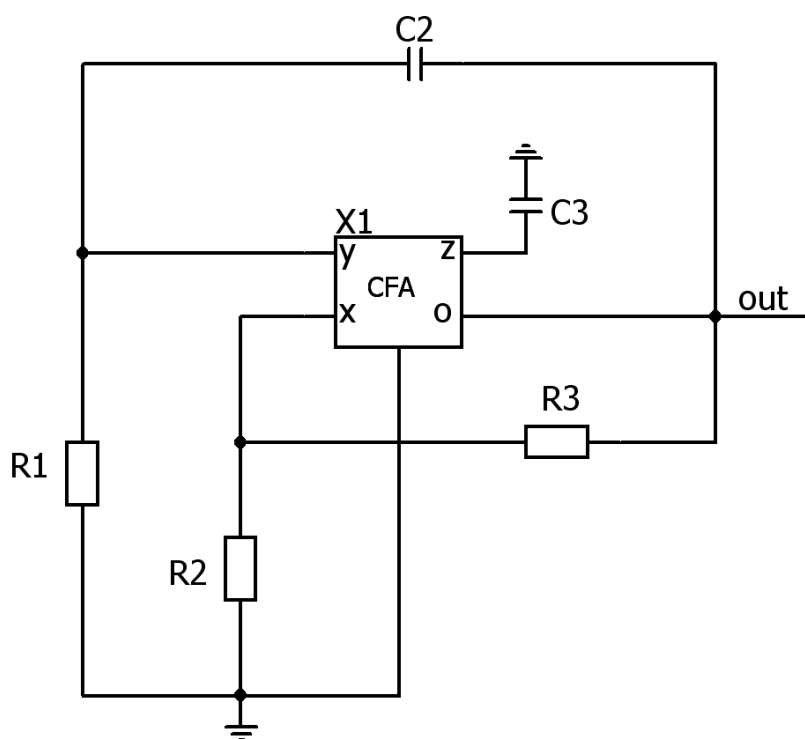
$$D = R_2 - p(C_2 R_1 R_3 - C_1 R_2 R_3) + p^2 (C_1 C_2 R_1 R_2 R_3). \quad (10.5)$$

Oscilátor je pojmenován podle pana Celma, který je jeho autorem. Obvod pracuje podobný jako Wienův oscilátor, s tím rozdílem, že tam je oscilační obvod Wienův článek a OZ kryje ztráty, kdežto zde je CFA přímo součástí oscilačního okruhu. Odvozená podmínka pro vznik oscilací je následující

$$\frac{C_2}{C_1} = \frac{R_2}{R_1}. \quad (10.6)$$

Oscilační kmitočet má následující tvar

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_3 C_4 R_1 R_3}}. \quad (10.7)$$



Obr. 10.8: Schéma zapojení oscilátoru s reálnými prvky

Výpočet prvků:

Hodnoty pasivních prvků jsem odvodil pomocí vztahů uvedených výše (10.6) a (10.7). Velikost kondenzátorů C_1 a C_2 jsem zvolil 100pF a hodnoty rezistorů R_1 , R_2 1kΩ. Následně jsem dopočetl hodnotu rezistoru R_3 pro požadovaný oscilační kmitočet $f_0=1\text{MHz}$.

$$C_1 = C_2 = 100 \text{ pF}$$

$$\frac{C_2}{C_1} = \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow R_2 = R_1 = 1 \text{ k}\Omega \text{ (zvoleno)}$$

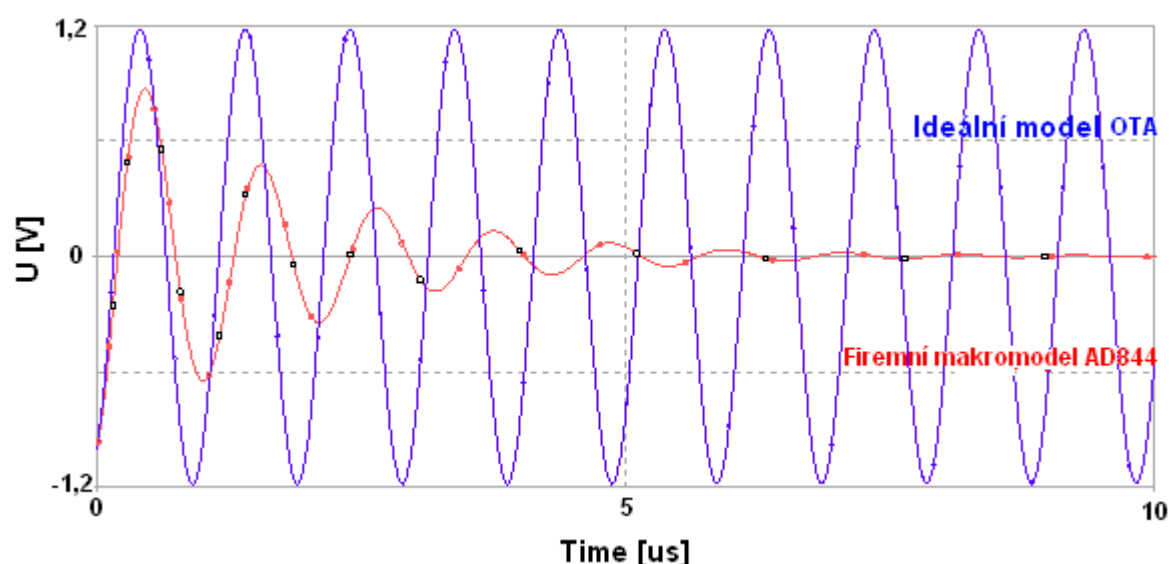
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_3 C_4 R_1 R_3}} \Rightarrow R_3 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot C^2 \cdot R_1} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 10^{12} \cdot 10^{-20} \cdot 10^3} = 2533 \Omega$$

Tab. 10.1: Vypočtené hodnoty pasivních prvků (přeladitelný, AD844)

C_1	C_2	R_1	R_2	R_3
100pF	100pF	1k Ω	1k Ω	2,49k

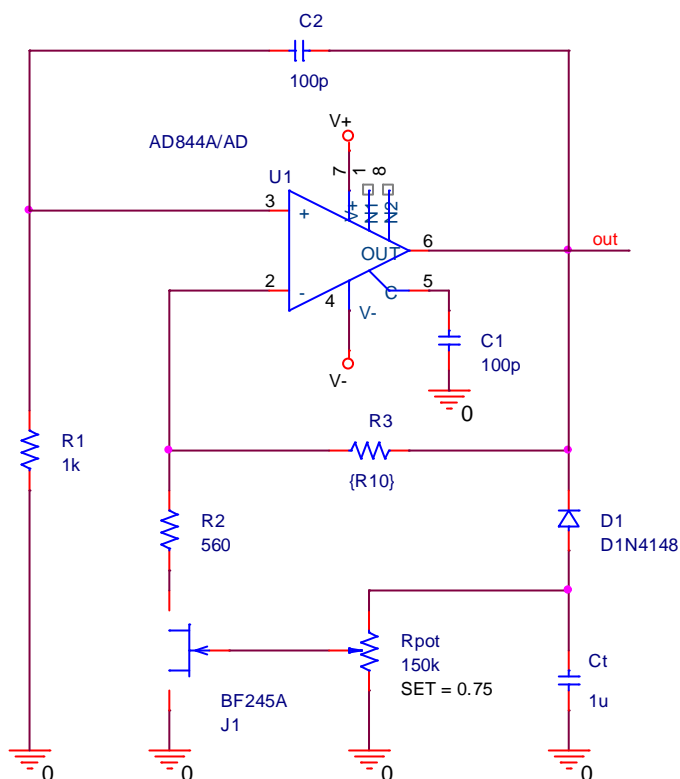
Z vypočtených výsledků je vidět, že změnou rezistoru R_3 lze měnit oscilační kmitočet snadno, bez nutnosti dalšího souběhu.

Oscilátor s ideálním modelem CFA kmitá na kmitočtu $f_0 = 1 \text{ MHz}$ jak je vidět z obr. 10.9. Pokud nahradíme ideální model firemním makromodelem AD844, oscilátor se vůbec nerozkmitá. Tenhle problém je způsoben vstupním odporem proudové svorky (X), který je 50Ω a se kterým se v ideálním návrhu nepočítalo. Ostatní parazitní jevy nemají na obvod prakticky žádný vliv. Pokud se tedy uvažuje odpor R_x , změní se oscilační podmínka i kmitočet oscilátoru. Z těchto důvodů změna odporu R_3 nezmění jen oscilační kmitočet, ale ovlivní i nedodržení oscilační podmínky. Z tohoto důvodu nelze oscilátor přeladovat v tak velkém rozsahu jako v ideálním případě.



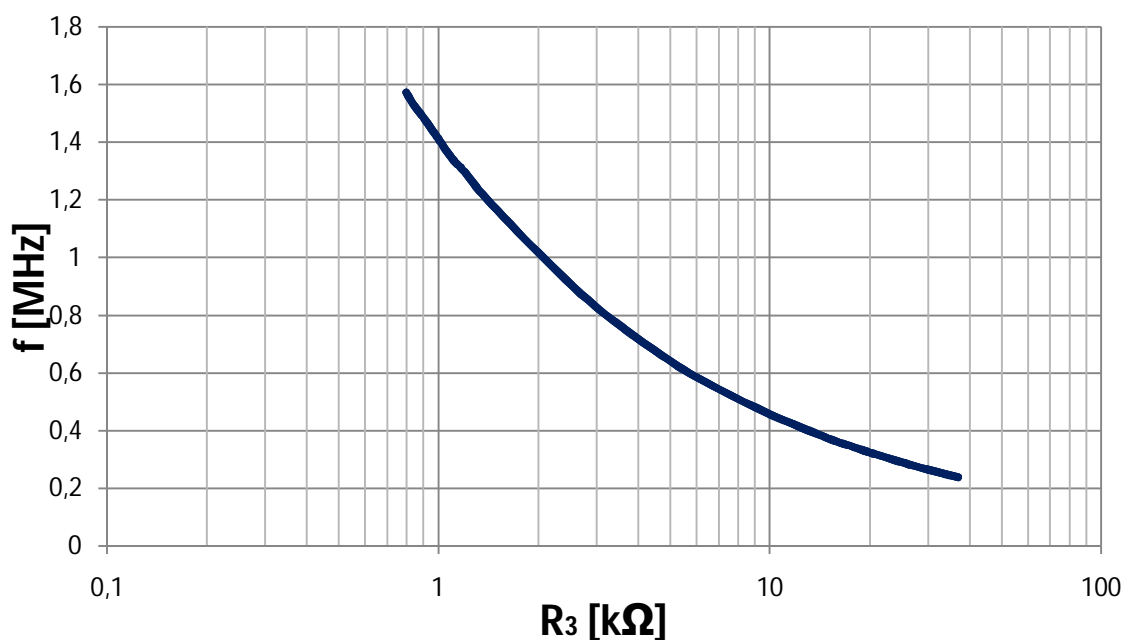
Obr. 10.9: : Časové průběhy oscilací s ideálním CFA a firemním makromodelem AD844

Oscilátor je doplněn o obvod stabilizace amplitudy. Zapojení s makromodelem AD844 doplněné o obvod stabilizace amplitudy je zobrazeno na obr. 10.10.

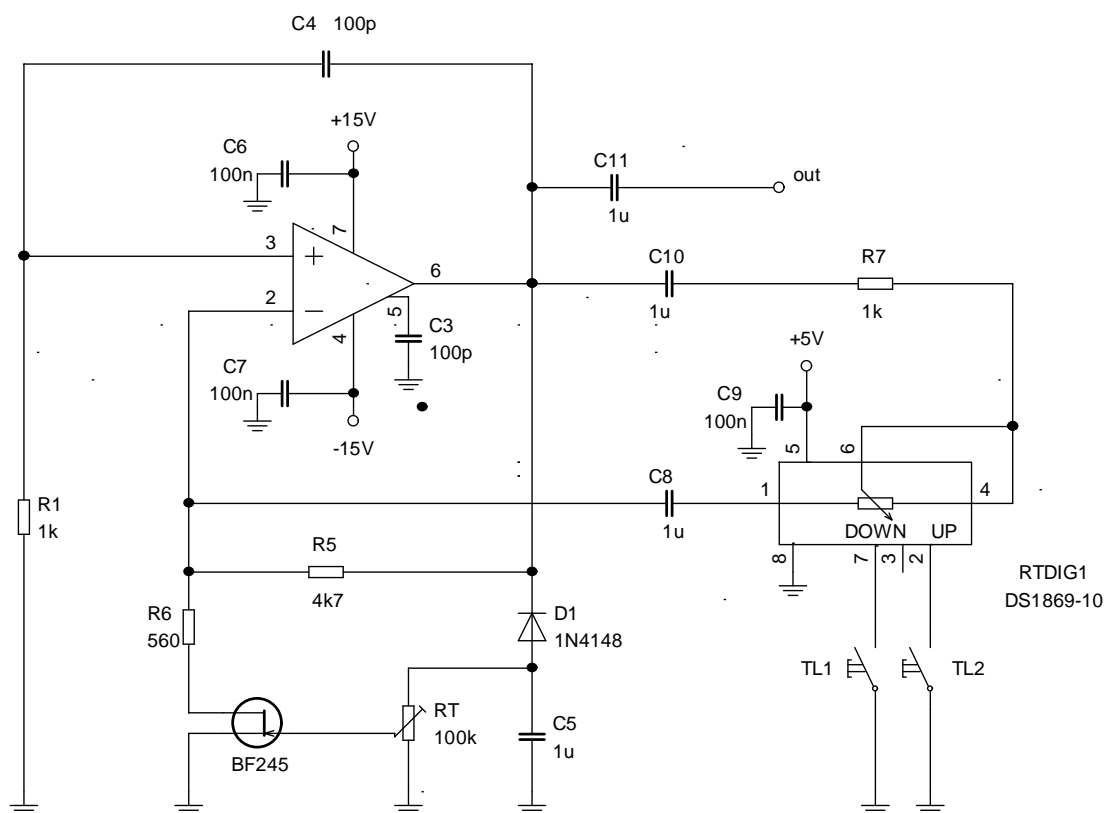


Obr. 10.10: Obvod se stabilizací

Výsledný průběh oscilátoru s makromodelem AD844 je přiložen v příloze (obr. 16.26). Jak již bylo zmíněno výše, změnou rezistoru R_3 (od $37\text{k}\Omega$ do 800Ω) lze měnit kmitočet oscilátoru v rozmezí asi od 240 kHz do $1,5\text{MHz}$. Výsledný průběh závislosti oscilačního kmitočtu na rezistoru R_3 je zobrazen na obr. 10.11.

Obr. 10.11: Závislost oscilačního kmitočtu na hodnotě rezistoru R_3

Pro elektronické přeladování oscilátoru je použit digitální potenciometr DS 1869-10 ($10\text{k}\Omega$), zapojený paralelně k rezistoru R_3 . Výsledné schéma zapojení je uvedeno na obr. 10.12. Pomocí tohoto potenciometru lze oscilátor přeladovat pomocí dvou tlačítek. Mezi body připojení potenciometru a jeho samotnými vývody jsou vloženy vazební kondenzátory, protože na vývodech dig. potenciometru je stále přítomno určité stejnosměrné napětí, které bez vazebních C naruší činnost oscilátoru. Maximální hodnota potenciometru, pomocí tlačítka DOWN, určuje minimální kmitočet a naopak pokud je potenciometr nastaven na minimální hodnotu, pomocí tlačítka UP, je oscilační kmitočet nejvyšší. Pro ověření činnosti oscilátoru se digitální potenciometr nahradí rezistorem, protože knihovny PSpice makromodel DS1869 neobsahuje.

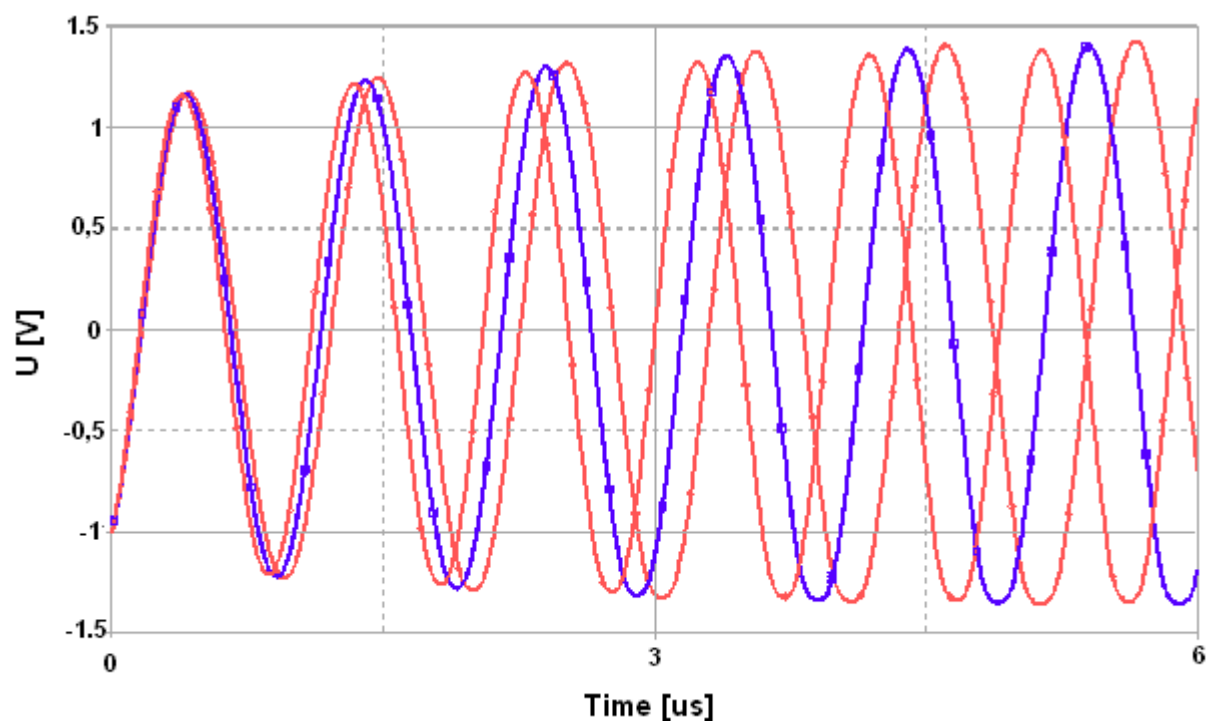


Obr. 10.12: Celkové zapojení přeladitelného oscilátoru s AD844

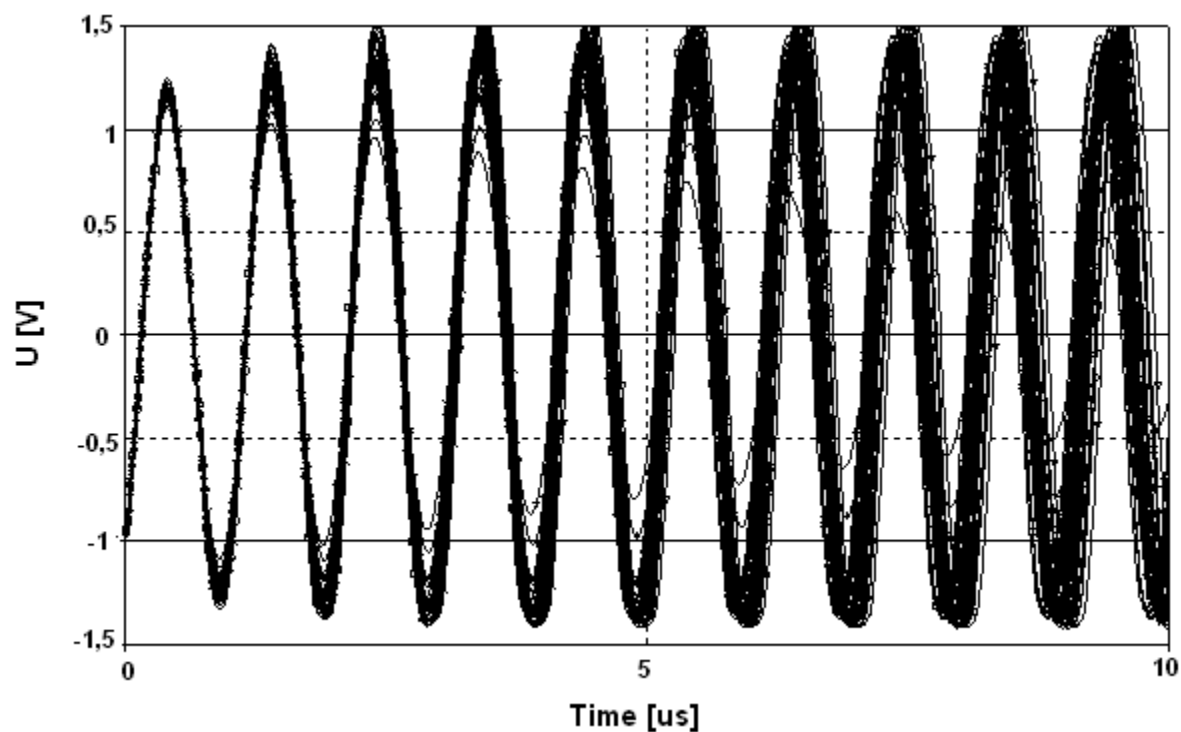
Toleranční analýza

Odchyłky kmitočtu oscilátoru, způsobenými tolerančními vlivy jednotlivých pasivních prvků, jsem porovnával s průběhem přesně navrženého kmitočtu na 1MHz. Na obr. 10.5 jsou zobrazeny nejhorší možné průběhy kmitočtu (pro $C=5\%$ s $R=1\%$). Z výsledků těchto simulací plyne, že oscilační kmitočet by měl přibližnou toleranci $\pm 5\%$.

Prvky, které svou tolerancí ovlivňují nejvýrazněji výsledný průběh, jsou kondenzátory C_1 a C_2 , naopak rezistory s jednocentní tolerancí výsledný kmitočet téměř neovlivní. Pokud bychom tedy chtěli dosáhnout co nejpřesnějšího výsledku, museli bychom brát největší zřetel na kondenzátory a to hlavně na C_1 jelikož má na výsledný průběh kmitočtu téměř dvakrát větší vliv než C_2 .



Obr. 10.13: Maximální vlivy tolerance (pro $C=5\%$, $R=1\%$)



Obr. 10.14: Toleranční analýza Monte Carlo (pro 50 hodnot, $C=5\%$, $R=1\%$)

11. Závěr

Cílem mé diplomové práce bylo navrhnout alespoň pět oscilátorů 2. a 3. řádu s různými aktivními prvky. U navržených zapojení analýzou, pomocí počítače (PSpice, SNAP), ověřit splnění oscilačních podmínek a nasazení kmitů. Dále prostudovat vliv parazitních jevů a reálných prvků. Na závěr jsem navrhnul a prostudoval vlastnosti dvou elektronicky přeladitelných oscilátorů.

V první části diplomové práce jsem popsal základní rozdělení a vlastnosti oscilátorů, zejména zapojení zpětnovazebních oscilátorů (Wienův článek, T-článek, RC články).

V další části jsem se věnoval proudovým konvejerům a jejich použití v zapojeních s oscilátory. Uvedl jsem zde dvě jednoprvkové a jedno tříprvkové zapojení. Všechny oscilátory s ideálními prvky kmitají na kmitočtu 1MHz. Obvody jsem podrobil simulacím s ABM modely aktivních prvků a prostudoval vlivy parazitních jevů. Z výsledků simulací vyplynulo, že nejvýznamnější vliv na zkoumané oscilátory má proudová svorka x , díky ní došlo k ztlumení oscilátoru a následně zániku oscilací. Rezistence ostatních svorek je možné zanedbat. Z uvedených oscilátorů s proudovými konvejery bych pro realizaci zvolil oscilátor č. 2. Tohle zapojení je nejméně ovlivňováno parazitními jevy a za předpokladu znalosti parazitní reaktance je možné její vliv odstranit zmenšením rezistoru R_1 .

V kapitole s použitím proudových zpětnovazebních zesilovačů jsem uvedl dvě zapojení oscilátorů (s Wienovým článkem a T-článkem). Obě zapojení jsem podrobil simulacím s modely CFA v různých úrovních a prostudoval vliv jednotlivých parazitních jevů na vznik oscilací. Jako reálný prvek CFA jsem použil zesilovač OTA623. Pro realizaci bych vybral oscilátor s Wienovým článkem, ale pro jeho nízkou stabilitu amplitudy by musel být obvod doplněn o automatickou stabilizaci AGC.

Dále jsem uvedl vlastnosti transkonduktivních operačních zesilovačů. Využití OTA v těchto zapojeních je zřejmé, neboť proudový výstup umožňuje jako zátěž využívat kapacitu a dosahovat tak pracovních oblastí na vysokých kmitočtech. Velká výhoda spočívá v použití transkonduktoru g_m , který může plynule přeladovat pomocí stejnosměrného proudu výstupní signál. Pro zkoumání vlivu parazitních jevů jsem použil model vztažený k reálnému zesilovači LM13700.

V závěrečné kapitole jsem prozkoumal vlastnosti elektronické přeladitelnosti dvou navržených oscilátorů. Jedná se o zapojení s AD844, který je doplněn o AGC. K přeladování oscilátoru je použit digitální potenciometr DS 1869-10 (10k Ω), který je ovládán dvěma tlačítky. Rozsah přeladitelnosti se pohybuje v rozmezí od 250kHz do 1,5MHz.

Druhý uvedený elektronicky přeladitelný oscilátor složený z OTA se nazývá Senami. Mezi jeho výhody patří plynulá přeladitelnost a výborná citlivost. Výhodou je i jednoduché a ekonomicky nenáročné sestavení s pěti součástkami.

Při realizaci těchto oscilátorů by měl být odvod dostatečně odstíněn, a výstup obvodu by měl být doplněn o filtrační člen, potlačující vliv vyšších harmonických složek. RC Oscilátory navržené na kmitočty v řádu jednotek až desítek MHz mají své uplatnění v různých elektronických odvětvích.

12 Literatura

- [1] DOSTÁL, T. *Analogové elektronické obvody*. Skriptum FEKT, Brno 2003
- [2] VRBA, K.; VRBA, K. ml. *Technika analogových obvodů a systémů*. Skriptum FEKT, Brno 2003
- [3] MANCINI, R. *Op amps for everyone*. Texas instruments 2002
- [4] KOLKA, Z. *Počítačové řešení elektronických obvodů I*
- [5] KOLKA, Z. *Analýza elektronických obvodů programem Pspice*
- [6] HÁJEK, K.; SEDLÁČEK, J. *Kmitočtové filtry*. BEN 2002
- [7] SVAČINA, J. a HANUS, S. *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika*. Skriptum FEKT, Brno 2004
- [8] Biolek, D.; Hájek K.; Krtička A. *Analogové elektronické obvody*. Skriptum FEKT. Brno 2007
- [9] BEČVÁŘ, D. Struktury proudových konvejerů a jejich vlastnosti. *Elektrorevue* [online]. 2001, č. 1. Dostupné na WWW: <<http://www.elektrorevue.cz/clanky/01001/index.html>>
- [10] KOTON, J. Návrh kmitočtových filtrů pomocí autonomního obvodu s úplnou sítí admitancí. *Elektrorevue* [online]. 2005, č. 33. Dostupné na WWW: <<http://www.elektrorevue.cz/clanky/05033/index.html>>
- [11] ČAJKA, J.; DOSTÁL, T.; VRBA, K. Transformace umožňující získat přidružené obvody v proudovém módu. *Elektrorevue* [online]. 2000, č. 23. Dostupné na WWW: <<http://www.elektrorevue.cz/clanky/00023/index.html>>
- [12] DOSTÁL, T. *Elektrické filtry*. Skriptum FEKT, Brno 2004
- [13] ČAJKA, J.; VRBA, K. Obecný tříbranový proudový konvejer a jeho využití při návrhu obvodů RC. *Elektrorevue* [online]. 2000, č. 2. Dostupné na WWW: <<http://www.elektrorevue.cz/clanky/00002/index.html>>
- [14] VRBA, K.; JEŘÁBEK, J. Vybrané vlastnosti univerzálního proudového konvejeru, ukázka návrhu aplikace. *Elektrorevue* [online]. 2006, č. 41. Dostupné na WWW: <<http://www.elektrorevue.cz/clanky/06041/index.html>>
- [15] BEČVÁŘ, D. Napěťové konvejory. *Elektrorevue* [online]. 2000, č. 7. Dostupné na WWW: <<http://www.elektrorevue.cz/clanky/01051/index.html>>

- [16] DOSTÁL, T. Různé úrovně modelování aktivních prvků a funkčních bloků pro simulaci analogových obvodů. *Elektrorevue* [online]. 2001, č. 12.
Dostupné na WWW: <<http://www.elektrorevue.cz/clanky/01012/index.html>>
- [17] FERRI, G.; GUERRINI, C. N. *Low – voltage, Low – Power CMOS, Current conveyors*. Kluwer Academic Publishers Boston 2003
- [18] PUNČOCHÁŘ, J. *Operační zesilovače v elektrotechnice 3.vydání*. Nakladatelství BEN, Praha 1996
- [19] ŠOTNER, R. Oscillator RC using current feedback operational amplifier. *EEICT 2006, Brno*. Sborník [online].
Dostupné na WWW: <http://www.feec.vutbr.cz/EEICT/2006/sbornik/01-Bakalarske_projekty/01-Elektronika_a_komunikace/14-xsotne00.pdf>
- [20] KŘÍŽ, M. *Operační zesilovače s proudovou zpětnou vazbou v moderních analogových obvodech: Diplomová práce*. Brno: VUT Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2007
- [21] VOCHYÁN, J. Porovnání vlastností aktivní dolní propusti s VFA a s CFA. *Elektrorevue* [online]. 2004, 4.63.
Dostupné na WWW: <<http://www.elektrorevue.cz/clanky/04063/index.html>>
- [22] MOTTEL, J. *Transkonduktory v moderních analogových obvodech: Diplomová práce*. Brno: VUT Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2007.
- [23] NACAROGLU, A.; ERCELEBI, E. Effects of parasitic elements on oscillation frequency of OTA-C sinusoidal oscillators, Vol. 7, No. 1-3, Gaziantep 1999. Dostupné na WWW: <<http://journals.tubitak.gov.tr/elektrik/issues/elk-99-7-1-3/elk-7-1-3-4-97030.pdf>>
- [24] LM359 – datasheet, National Semiconductor, 2007. Dostupné na WWW: <<http://www.national.com/ds/LM/LM13700.pdf#page=1>>
- [25] LINERAS-BARRANCO, B.; RODRÍGUEZ-VÁZQUEZ, A.; SÁNCHEZ-SINENCIO, E.; HUERTAS, J. CMOS OTA-C high-frequency sinusoidal oscillators. 1991.
Dostupné na WWW: <<http://www.imse.cnm.es/~bernabe/jssc91a.pdf>>
- [26] LM13700 – datasheet, National Semiconductor, 2007. Dostupné na WWW: <<http://www.national.com/ds/LM/LM13700.pdf#page=1>>
- [27] VCA610 – datasheet, Burr – Brown, 2007. Dostupné na WWW: <<http://www.chem.duke.edu/~boris/datasheets/VCA610.pdf>>
- [28] LT1228 – datasheet, Linear Technology, 2007. Dostupné na WWW: <<http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/lineartechnology/1228fbs.pdf>>

13 Seznam obrázků

Obr. 2.1: Stanovení stability výstupní frekvence.....	14
Obr. 2.2: Stanovení přesnosti výstupní frekvence.....	15
Obr. 2.3: Znázornění amplitudového a fázového šumu	15
Obr. 2.4: Spektrum fázového šumu	16
Obr. 3.1: Typické zpětnovazební obvody oscilátorů	18
Obr. 3.2: Oscilátor s příčkovými RC články (typu DP).....	19
Obr. 3.3: Oscilátor s příčkovými CR články (typu HP).....	20
Obr. 3.4: Oscilátor s Wienovým článkem - ideové schéma	21
Obr. 3.5: Oscilátor s T-článkem – ideové schéma.....	22
Obr. 5.1: Nejpoužívanější proudové konvejeory a, tříbranový, b, pětibranový.....	27
Obr. 5.2: Schématická značka a maticový popis obecného tříbranového konvejeoru GCC	27
Obr. 5.3: Schématická značka UCC a jeho maticový popis.....	28
Obr. 5.4: Model ideálního obecného proudového konvejeoru GCC (1. úroveň).....	29
Obr. 5.5: Model obecného proudového konvejeoru GCC (2. úroveň).....	30
Obr. 5.6: Model obecného proudového konvejeoru GCC (3. úroveň).....	30
Obr. 5.7: Autonomní obvod s jedním aktivním prvkem č. 1	31
Obr. 5.8: Schéma zapojení oscilátoru s Wienovým článkem	32
Obr. 5.9: Časový průběh oscilací s ideálním proudovým konvejeorem CCII+	33
Obr. 5.10: Časové průběhy oscilací pro modely 2. a 3. úrovně	33
Obr. 5.11: Autonomní obvod s jedním aktivním prvkem č. 2	34
Obr. 5.12: Schéma zapojení oscilátoru č. 2 s jedním aktivním prvkem CCII+	35
Obr. 5.13: Časové průběhy oscilací pro modely 2. a 3. úrovně	36
Obr. 5.14: Autonomní obvod se třemi aktivními prvky	36
Obr. 5.15: Schéma zapojení oscilátoru se třemi aktivními prvky	37
Obr. 5.16: Časové průběhy oscilací pro modely 2. a 3. úrovně	38
Obr. 6.1: Jednopolový model CFA.....	40
Obr. 6.2: Model CFA popsáný parazitními jevy a reálnými stavebními prvky.....	40
Obr. 6.3: Časový průběh oscilací - Ideální model CFA	41
Obr. 6.4: Spektrum výstupního napětí - Ideální model CFA	42
Obr. 6.5: Zapojení oscilátoru - modelem CFA s parazitními jevy	42
Obr. 6.6: Celkové zapojení oscilátoru se stabilizací	43
Obr. 6.7: Časové průběhy oscilací s modelem CFA a firemním makromodelem OPA623	44
Obr. 6.8: Časové průběhy oscilací s modelem CFA a firemním makromodelem OPA623	45

Obr. 6.9: Zapojení oscilátoru - model CFA s parazitními jevy	45
Obr. 7.1: a, Ideální model transkonduktoru, b, náhradní zapojení transkonduktoru	47
Obr. 7.2: Model č. 1 OTA	48
Obr. 7.3: Model č. 2 OTA	48
Obr. 7.4: Zapojení oscilátoru s Wienovým článkem	49
Obr. 7.5: Průběh oscilací s ideálním modelem OTA	50
Obr. 7.6: Struktura zapojení OTA-C oscilátorů: a) 2OTA3C, b) 4OTA4C, c) 3OTA2C, d) kvadraturní	51
Obr. 7.7: Závislost kmitočtu na řídicím proudu	52
Obr. 8.1: Schéma makromodelu LM359 (PSpice)	53
Obr. 8.2: Zapojení oscilátoru s Nortonovým zesilovačem LM359	53
Obr. 8.3: Průběh nasazení oscilací	54
Obr. 8.4: Ustálený průběh výstupního signálu	54
Obr. 9.1: Model první úrovně standardního operačního zesilovače	55
Obr. 9.2: Jednopolový model OZ 3. Úrovně	55
Obr. 9.3: Časové průběhy oscilací s modelem CFA a firemním makromodelem AD8042	56
Obr. 10.1: Zapojení přeladitelného oscilátoru OTA (Senami)	58
Obr. 10.2: : Časové průběhy oscilací s ideálním modelem OTA	59
Obr. 10.3: Závislost kmitočtu na řídicím proudu I_x	59
Obr. 10.4: Závislost kmitočtu na řídicím proudu I_x	60
Obr. 10.5: Maximální vlivy tolerance (pro $C=5\%$)	60
Obr. 10.6: Toleranční analýza Monte Carlo (pro 50 hodnot, $C=5\%$)	61
Obr. 10.7: Autonomní obvod pro zapojení oscilátoru	61
Obr. 10.8: Schéma zapojení oscilátoru s reálnými prvky	62
Obr. 10.9: : Časové průběhy oscilací s ideálním CFA a firemním makromodelem AD844	63
Obr. 10.10: Obvod se stabilizací	64
Obr. 10.11: Závislost oscilačního kmitočtu na hodnotě rezistoru R_3	64
Obr. 10.12: Celkové zapojení přeladitelného oscilátoru s AD844	65
Obr. 10.13: Maximální vlivy tolerance (pro $C=5\%$, $R=1\%$)	66
Obr. 10.14: Toleranční analýza Monte Carlo (pro 50 hodnot, $C=5\%$, $R=1\%$)	66
Obr. 16.1: Napěťově řízený oscilátor (LM13700) [26]	75
Obr. 16.2: Kvadraturní oscilátor [3]	75
Obr. 16.3: Oscilátor s Wienovým článkem a AGC (VCA610) [27]	76
Obr. 16.4: Oscilátor s Wienovým členem (LT1228) [28]	76
Obr. 16.5: Bubba oscilátor [3]	77

Obr. 16.6: Oscilátor s posouvanou fází – Buffered [3]	77
Obr. 16.7: Walter Bacharowski Oscilátor [3]	77
Obr. 16.8: Spektrum výstupního napětí – konvejer	78
Obr. 16.9: Časové průběhy oscilací – pro různé hodnoty parazitní rezistence $R_1=R_x$	78
Obr. 16.10: Časové průběhy oscilací – pro různé hodnoty vstupního odporu R_x	79
Obr. 16.11: Časové průběhy oscilací – pro různé hodnoty vstupního odporu R_y	79
Obr. 16.12: Časové průběhy oscilací – pro různé hodnoty vstupního odporu C_y	79
Obr. 16.13: Časové průběhy oscilací – pro různé hodnoty výstupního odporu R_{OUT}	80
Obr. 16.14: Časové průběhy oscilací – pro různé hodnoty transkapacitance C_T	80
Obr. 16.15: Nasazení kmitů oscilátoru s Wienovým členem (model CFA a AGC)	80
Obr. 16.16: Spektrum výstupního napětí – oscilátor s T-článkem	81
Obr. 16.17: Časové průběhy oscilací – pro různé hodnoty výstupního odporu R_{OUT}	81
Obr. 16.18: Časové průběhy oscilací – pro různé hodnoty vstupního odporu R_x	81
Obr. 16.19: Časové průběhy oscilací – pro různé hodnoty vstupního odporu R_y	82
Obr. 16.20: Časové průběhy oscilací – pro různé hodnoty vstupního odporu C_y	82
Obr. 16.21: Časové průběhy oscilací – pro různé hodnoty transkapacitance C_T	82
Obr. 16.22: Časové průběhy oscilací – pro různé hodnoty vstupního odporu R_1	83
Obr. 16.23: Časové průběhy oscilací – pro různé hodnoty vstupního kondenzátoru C_{in}	83
Obr. 16.24: Časové průběhy oscilací – pro různé hodnoty výstupního odporu R_{out}	83
Obr. 16.25: Časové průběhy oscilací – pro různé hodnoty výstupního kondenzátoru C_{out} ...	84
Obr. 16.26: Nasazení kmitů přeladitelného oscilátoru (CFA, AD844) na kmitočtu 1MHz	84

14 Seznam tabulek

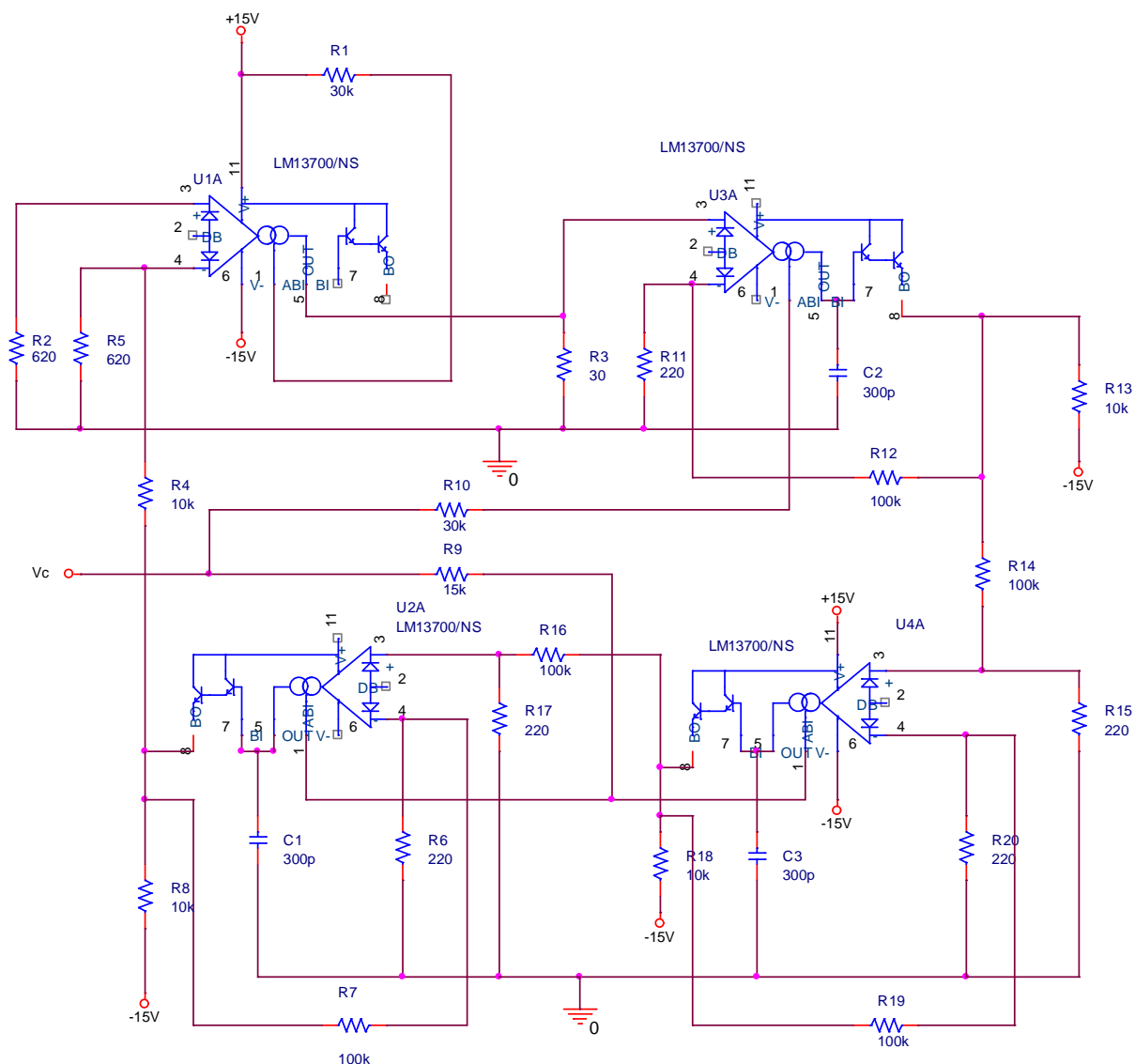
- Tab. 4.1:** Základní srovnání operačních zesilovačů
- Tab. 5.1:** Kombinace parametrů proudových konvejerů realizovaných pomocí GCC
- Tab. 5.2:** Vypočtené hodnoty pasivních prvků oscilátoru č. 1 (konvejer)
- Tab. 5.3:** Vypočtené hodnoty pasivních prvků oscilátoru č. 2 (konvejer)
- Tab. 5.4:** Vypočtené hodnoty pasivních prvků oscilátoru č. 3 (konvejer)
- Tab. 6.1:** Vypočtené hodnoty pasivních prvků (Wien, CFA)
- Tab. 6.2:** Vypočtené hodnoty pasivních prvků (T-článek, CFA)
- Tab. 7.1:** Vypočtené hodnoty prvků (Wien, OTA)
- Tab. 7.2:** Oscilační podmínky
- Tab. 10.1:** Vypočtené hodnoty pasivních prvků (přeladitelný, AD844)

15 Seznam použitých zkratk

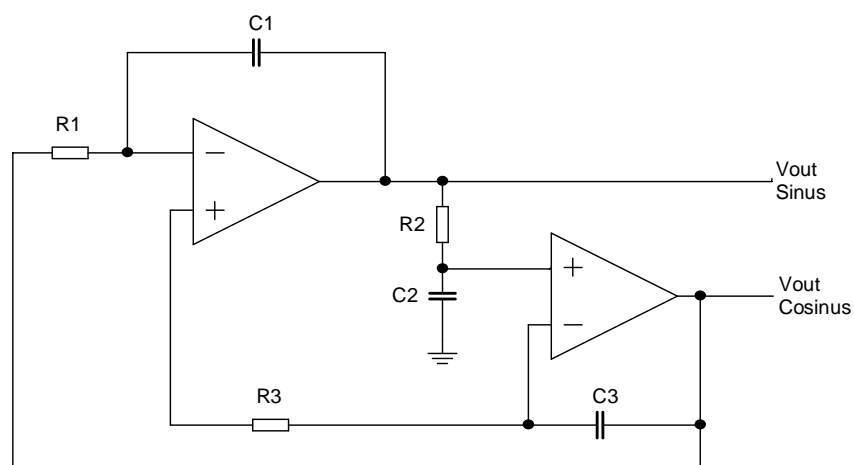
OZ	-	Operační zesilovač
OTA	-	Operational transconductore amplifier
vf	-	Vysokofrekvenční
CC	-	Current conveyor
CFA	-	Current feedback amplifier
nf	-	Nízkofrekvenční
GCC	-	General Currend Conveyor
VC	-	Voltage conveyor
UCC	-	Universal Current Conveyor
VFA	-	Voltage feedback amplifier
E96	-	Řada jmenovitých hodnot
CCVS	-	Current control voltage source
CCCS	-	Current kontrol current source
VCVS	-	Voltage kontrol voltage source

16 Příloha

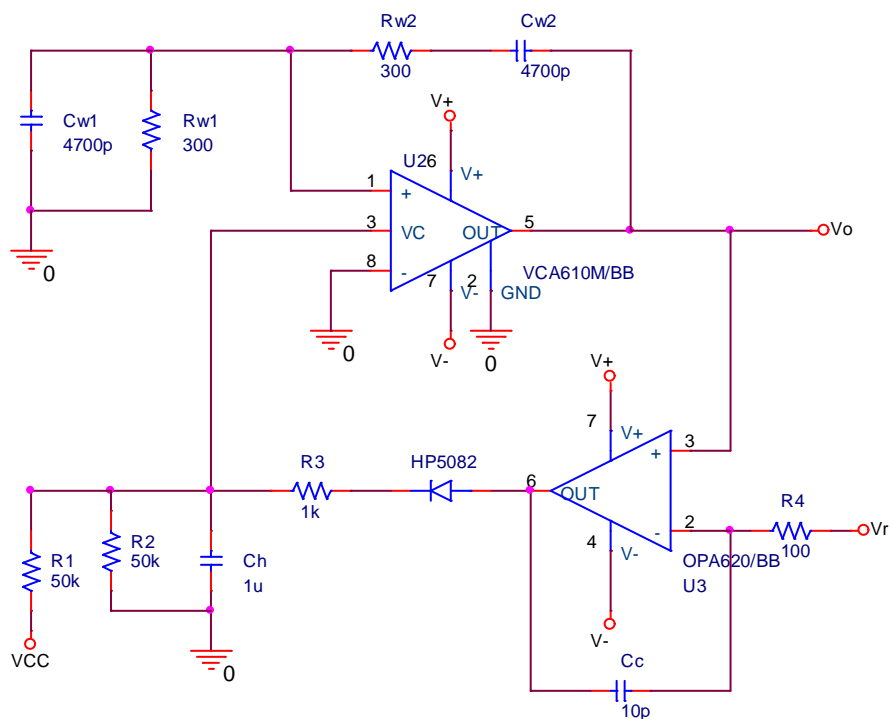
Zapojení oscilátorů získaná z katalogových listů a odborné literatury



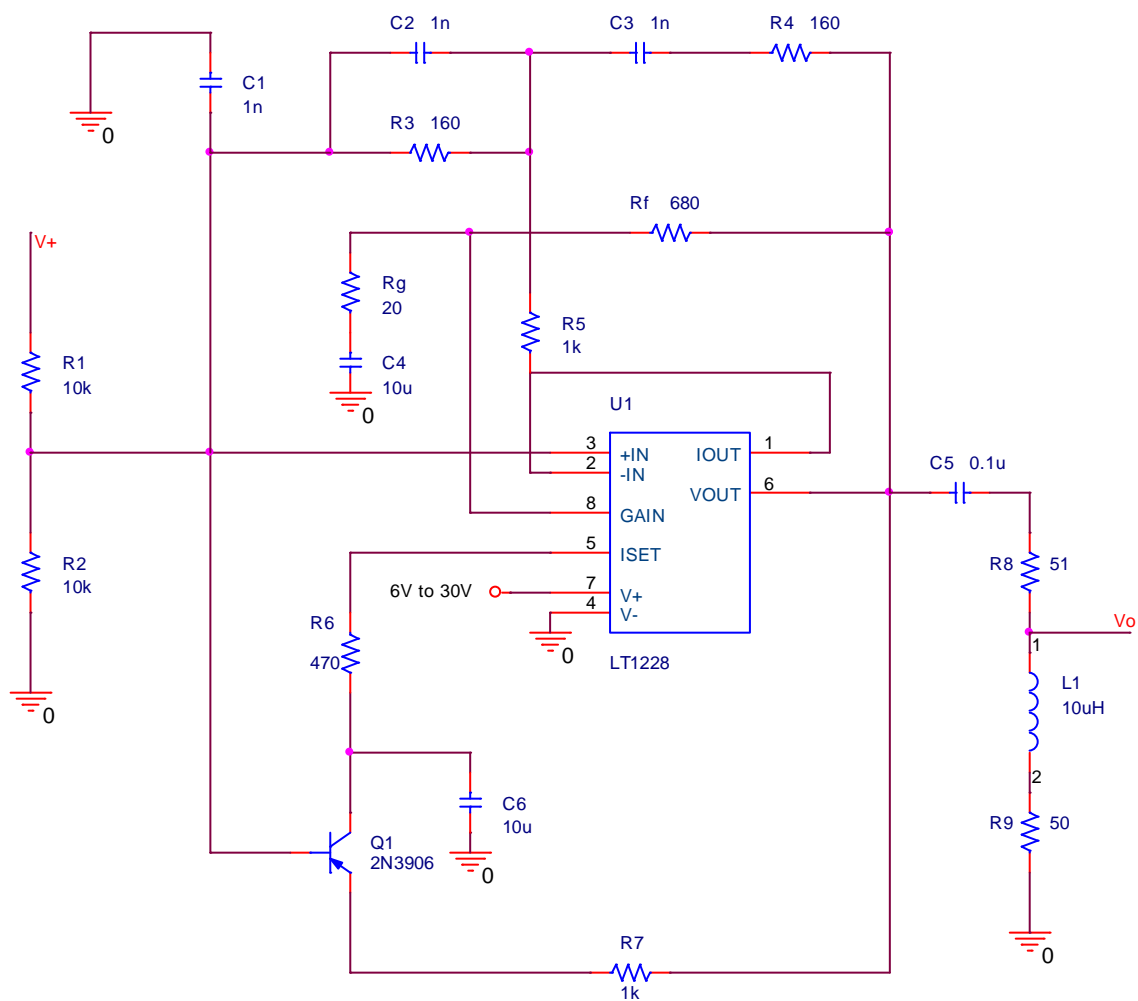
Obr. 16.1: Napětově řízený oscilátor (LM13700) [26]



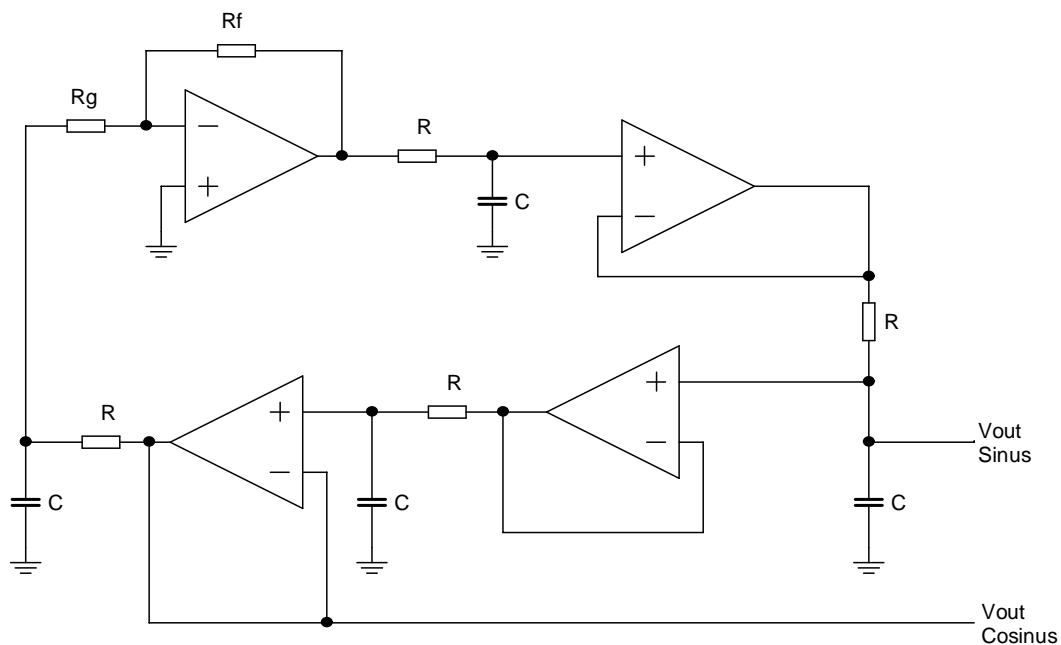
Obr. 16.2: Kvadrurní oscilátor [3]



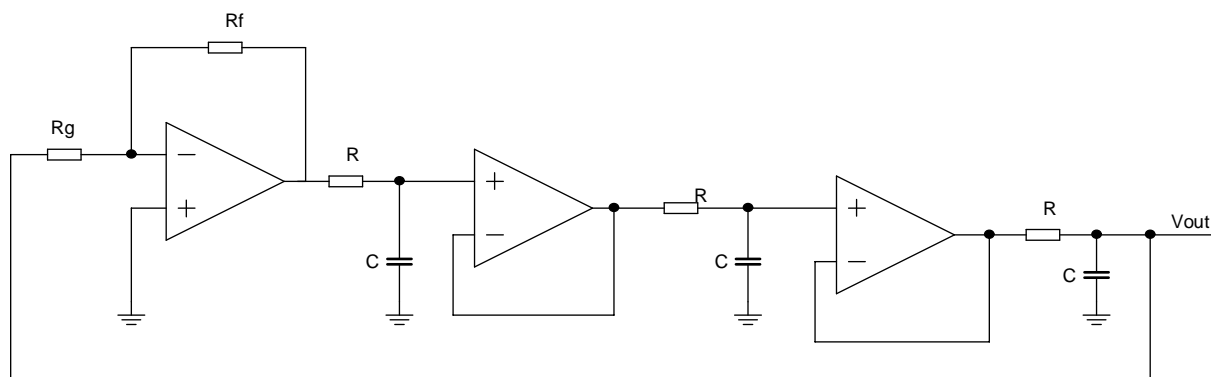
Obr. 16.3: Oscilátor s Wienovým článkem a AGC (VCA610) [27]



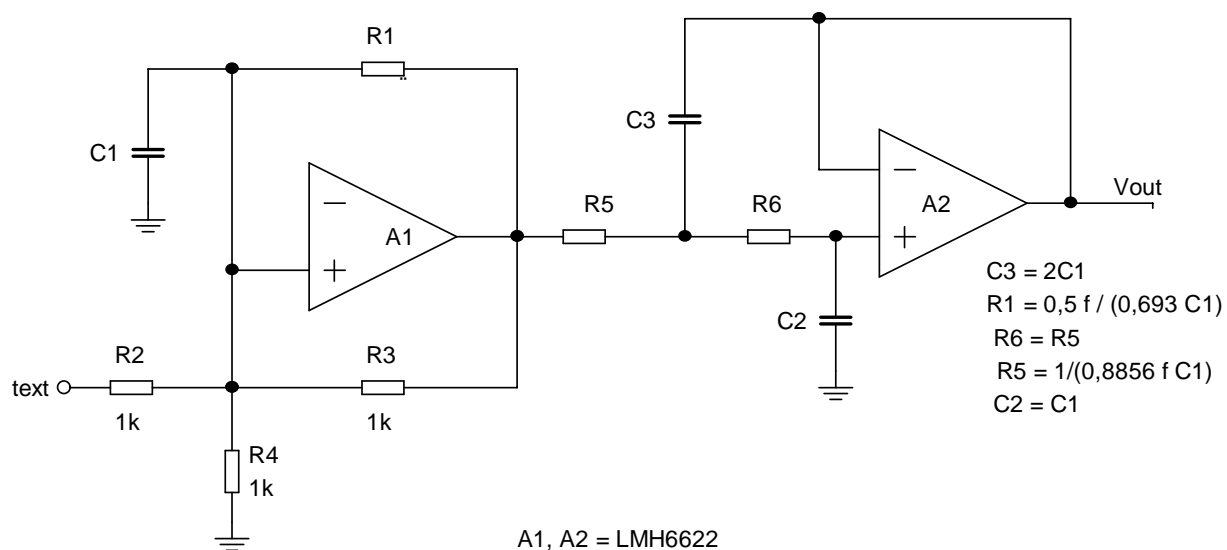
Obr. 16.4: Oscilátor s Wienovým členem (LT1228) [28]



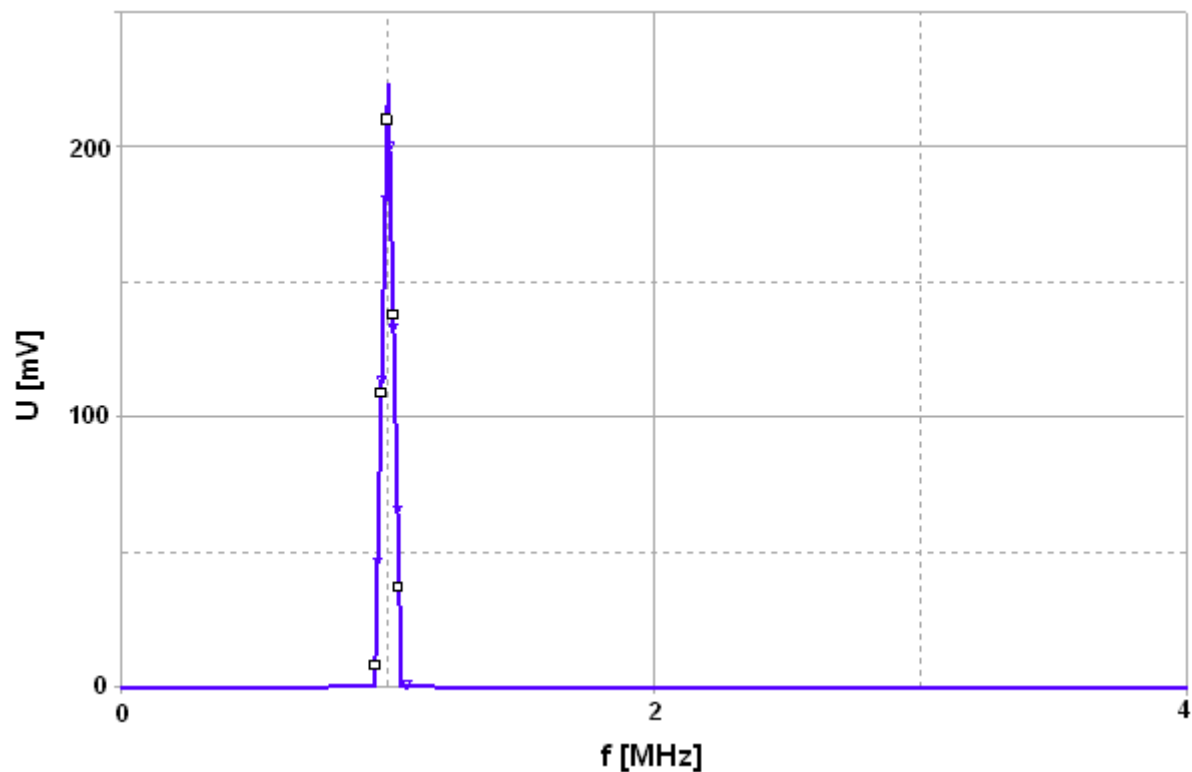
Obr. 16.5: Bubba oscilátor [3]



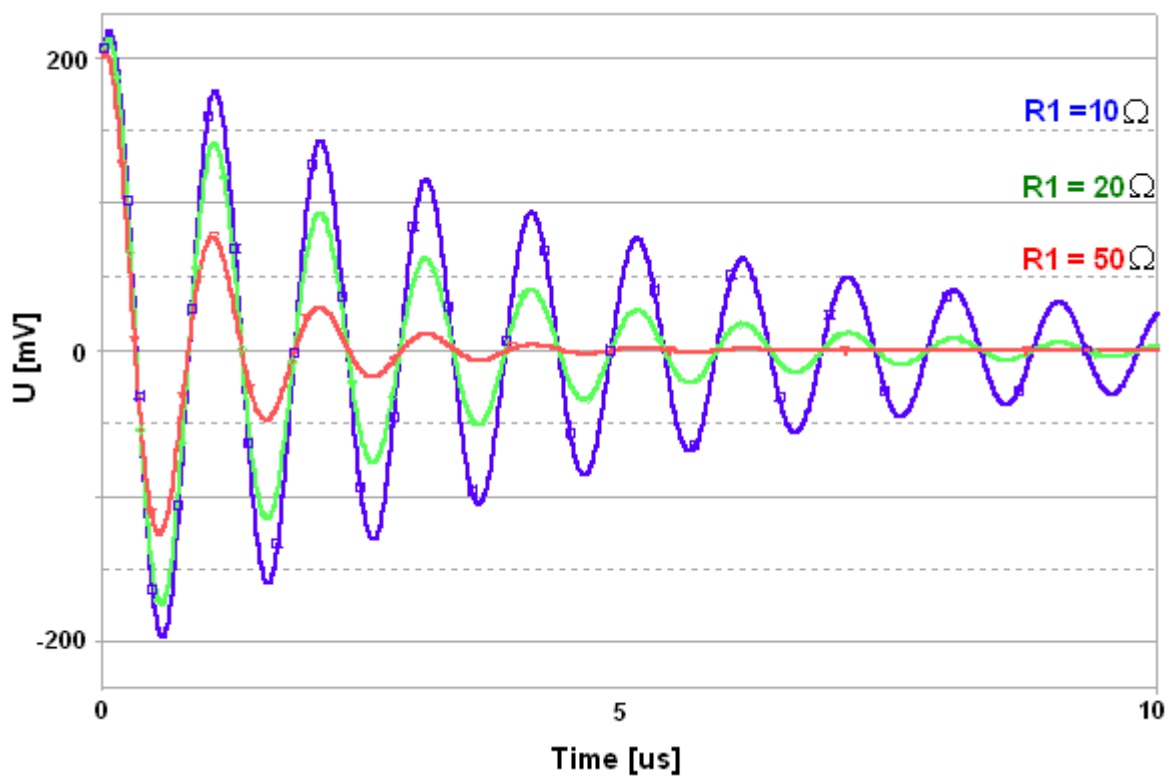
Obr. 16.6: Oscilátor s posouvanou fází – Buffered [3]



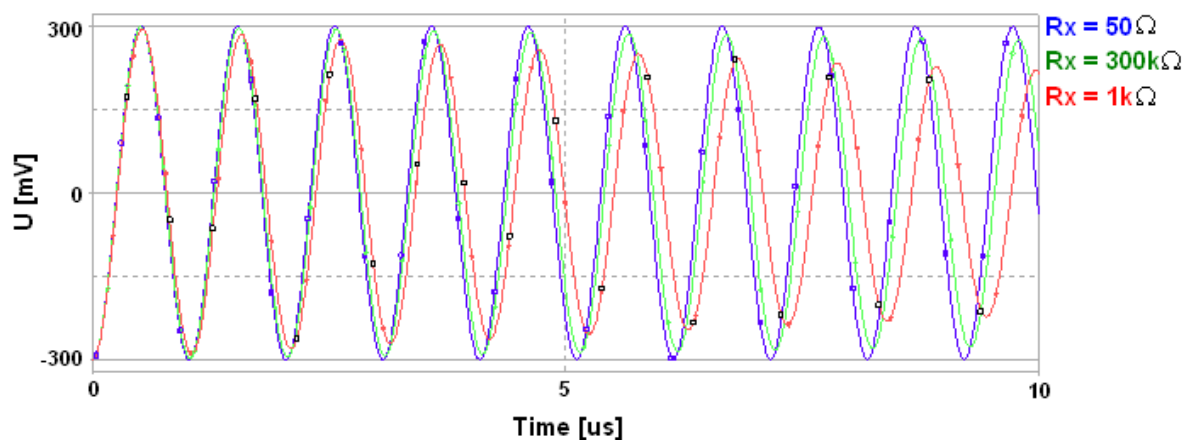
Obr. 16.7: Walter Bacharowski oscilátor [3]



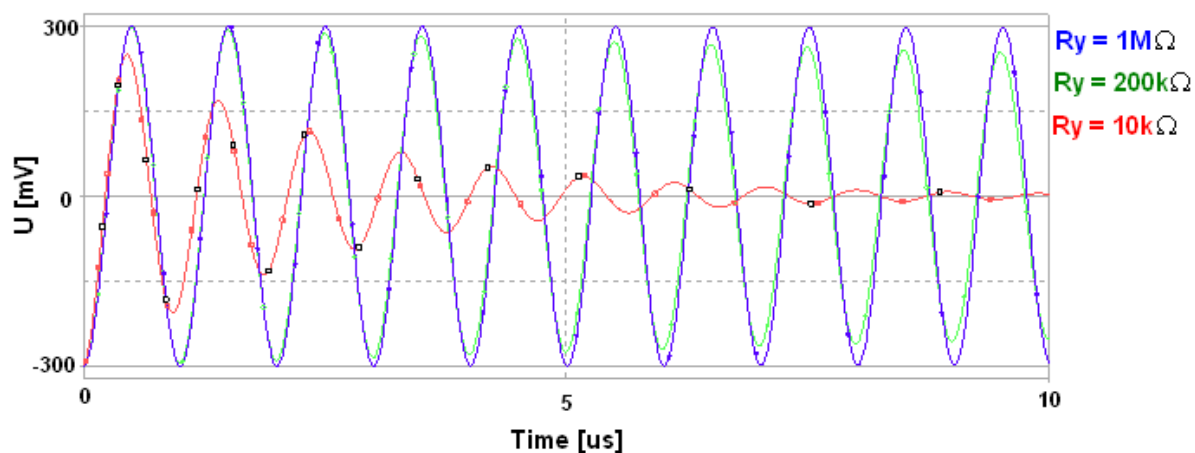
Obr. 16.8: Spektrum výstupního napětí – konvektor



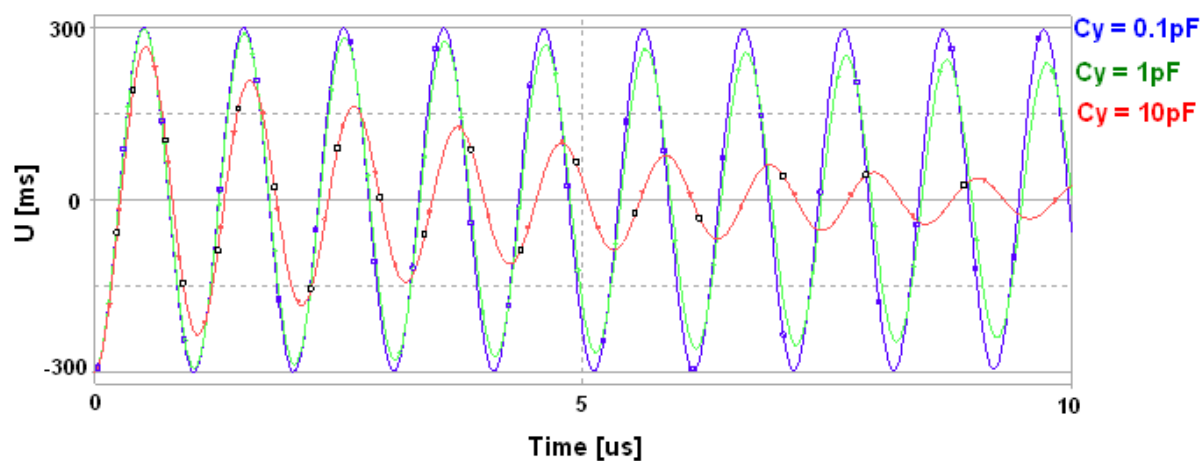
Obr. 16.9: Časové průběhy oscilací – pro různé hodnoty parazitní rezistence $R_1 = R_x$



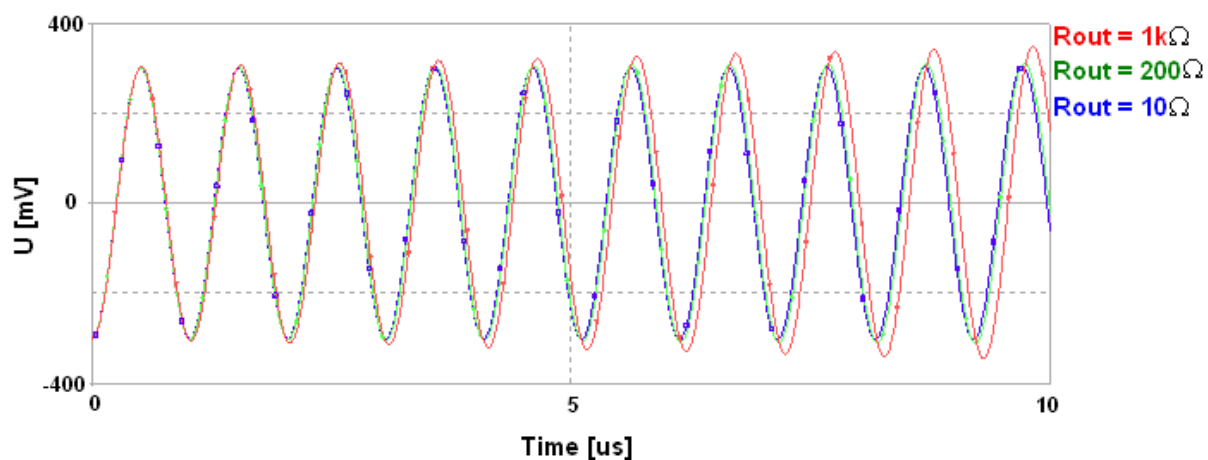
Obr. 16.10: Časové průběhy oscilací – pro různé hodnoty vstupního odporu R_x



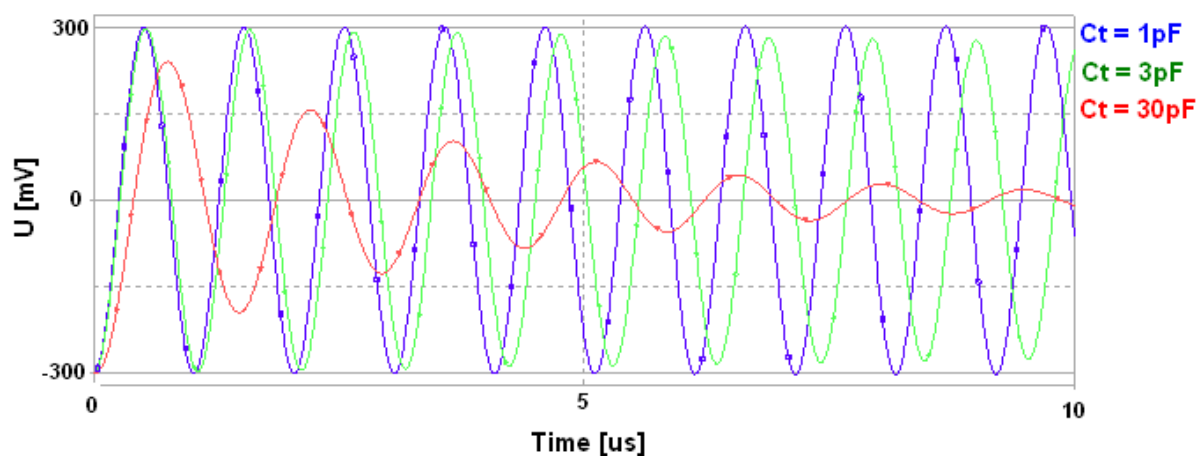
Obr. 16.11: Časové průběhy oscilací – pro různé hodnoty vstupního odporu R_y



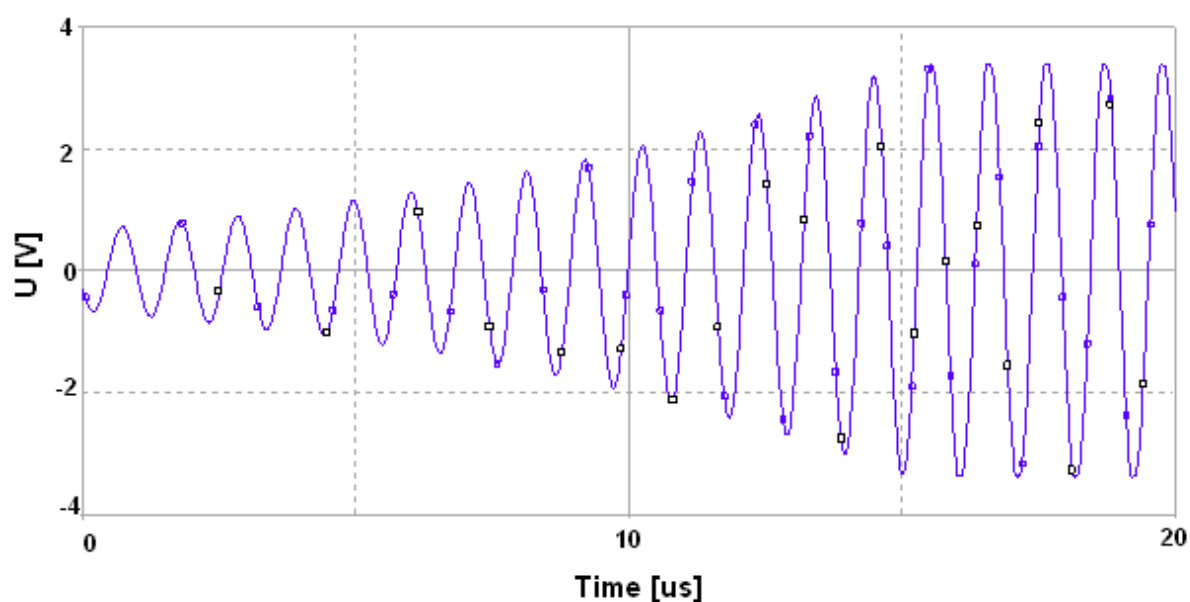
Obr. 16.12: Časové průběhy oscilací – pro různé hodnoty vstupního kondenzátoru C_y



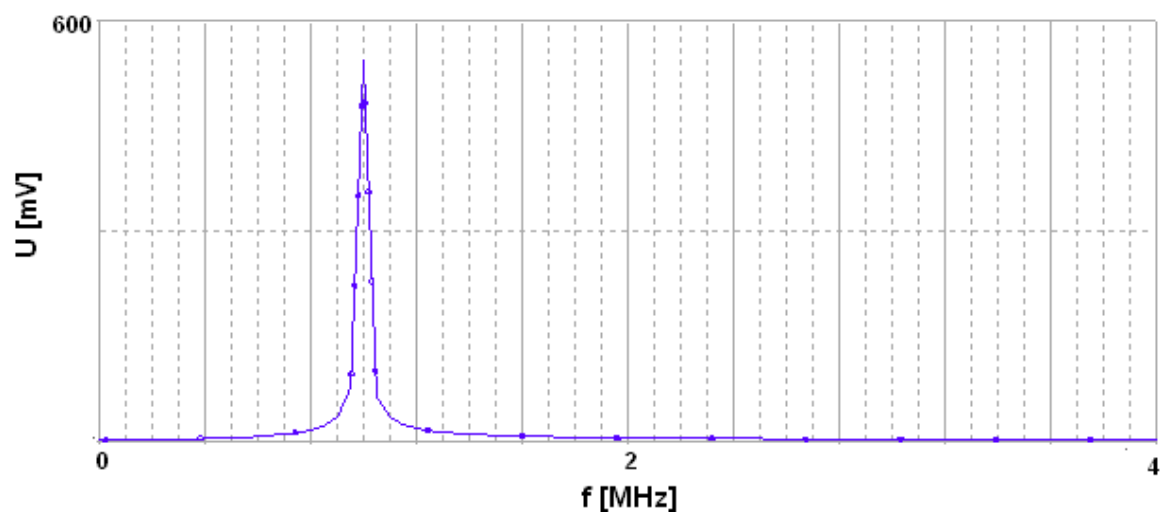
Obr. 16.13: Časové průběhy oscilací – pro různé hodnoty výstupního odporu R_{OUT}



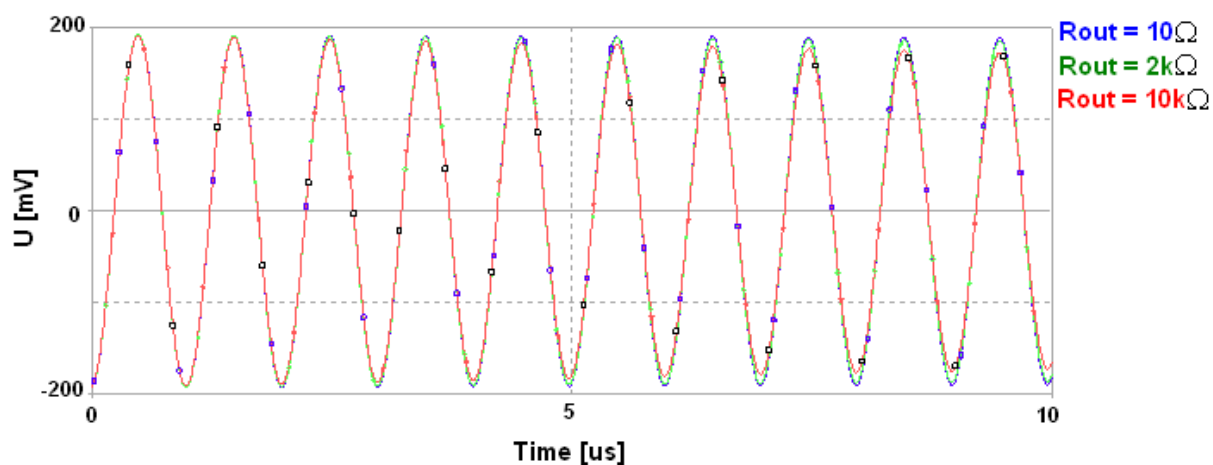
Obr. 16.14: Časové průběhy oscilací – pro různé hodnoty transkapacitance C_T



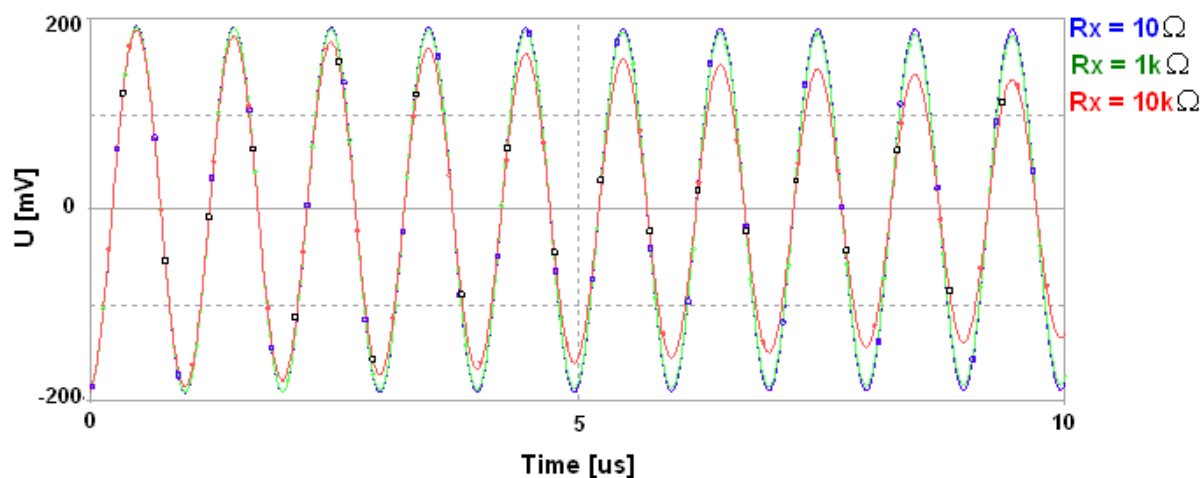
Obr. 16.15: Nasazení kmitů oscilátoru s Wienovým členem (model CFA, AGC)



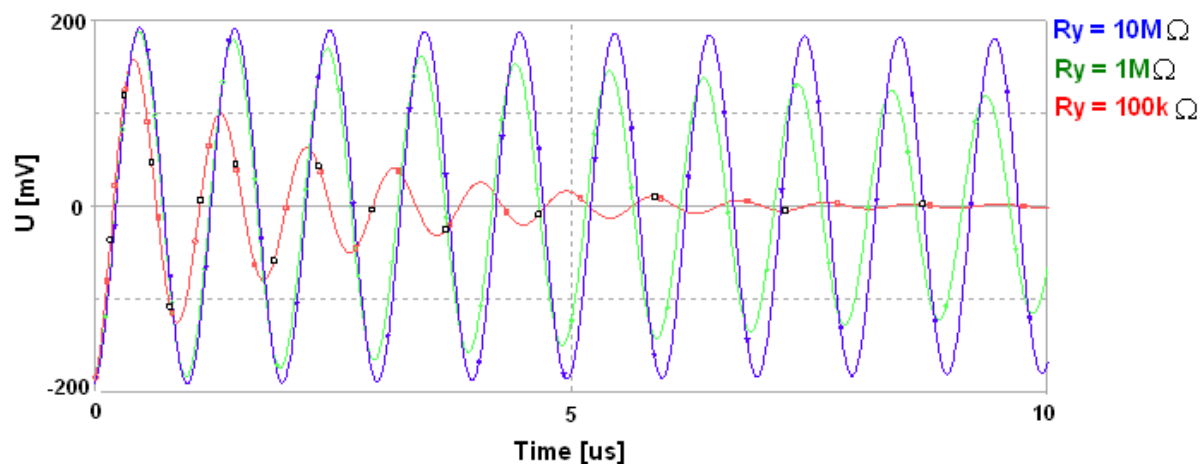
Obr. 16.16: Spektrum výstupního napětí – oscilátor s T-článkem



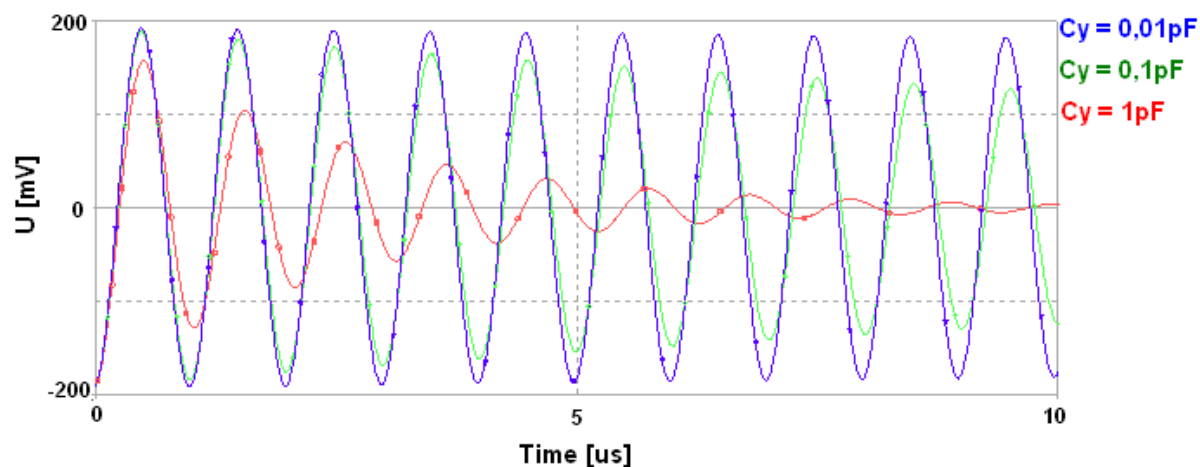
Obr. 16.17: Časové průběhy oscilací – pro různé hodnoty výstupního odporu R_{OUT}



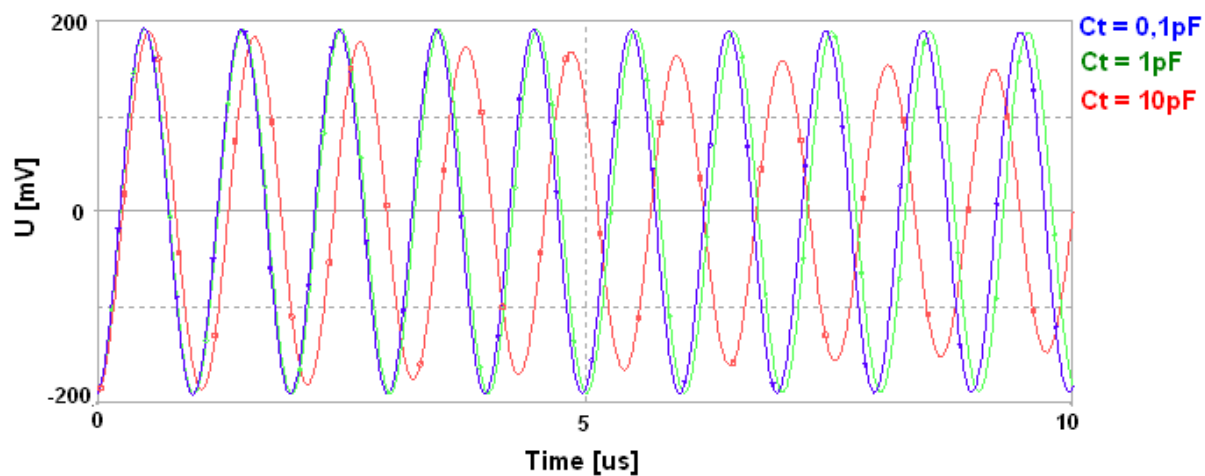
Obr. 16.18: Časové průběhy oscilací – pro různé hodnoty vstupního odporu R_x



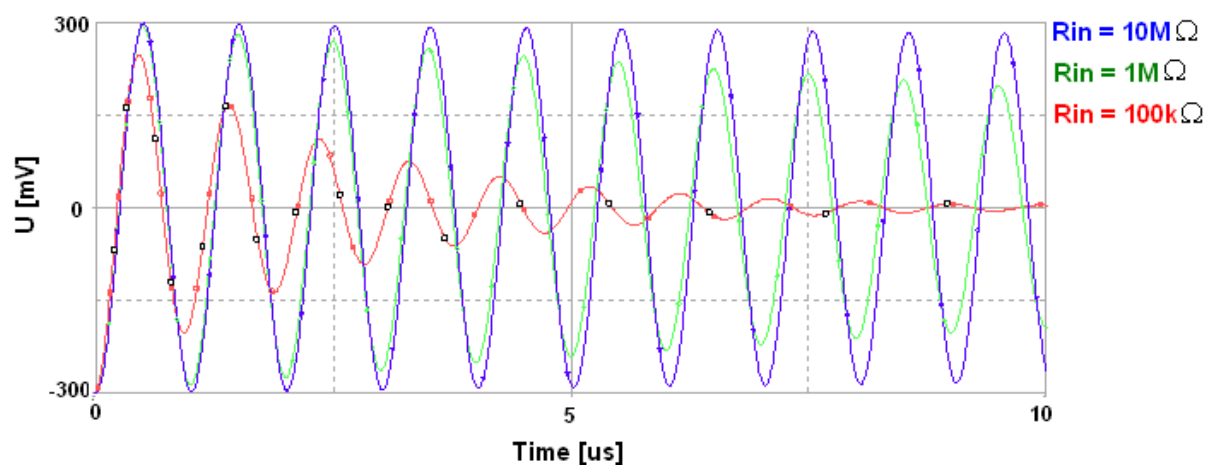
Obr. 16.19: Časové průběhy oscilací – pro různé hodnoty vstupního odporu R_y



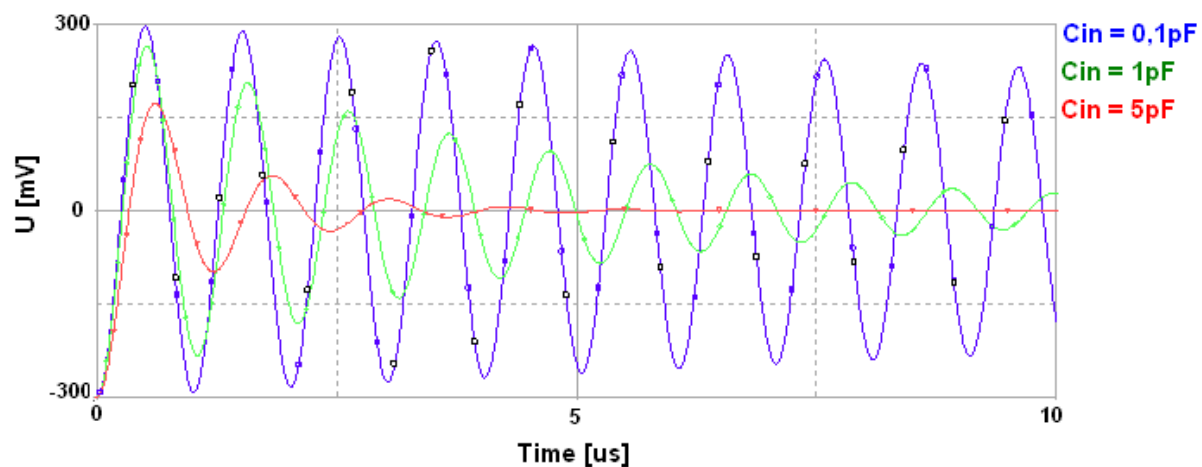
Obr. 16.20: Časové průběhy oscilací – pro různé hodnoty vstupního kondenzátoru C_y



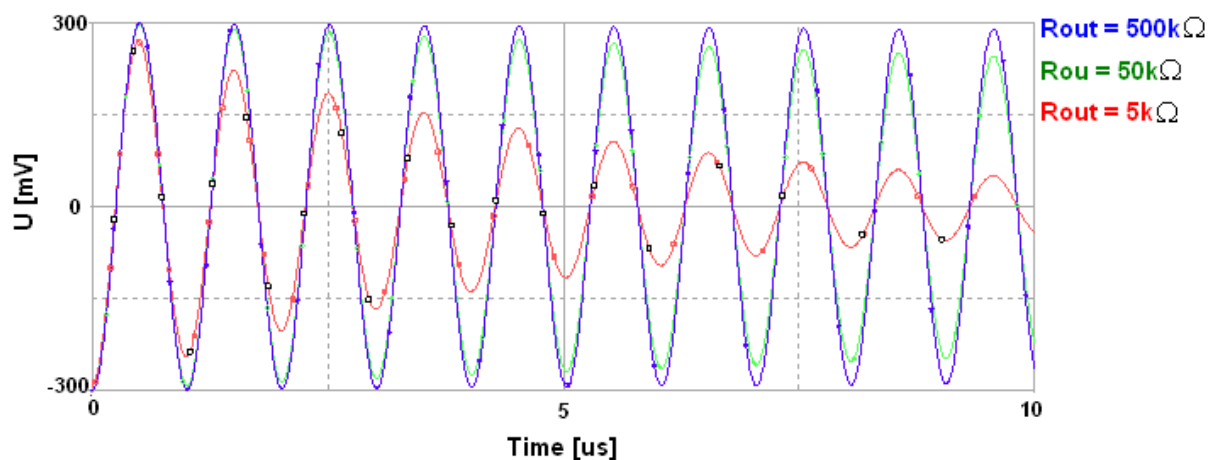
Obr. 16.21: Časové průběhy oscilací – pro různé hodnoty transkapacitance C_t



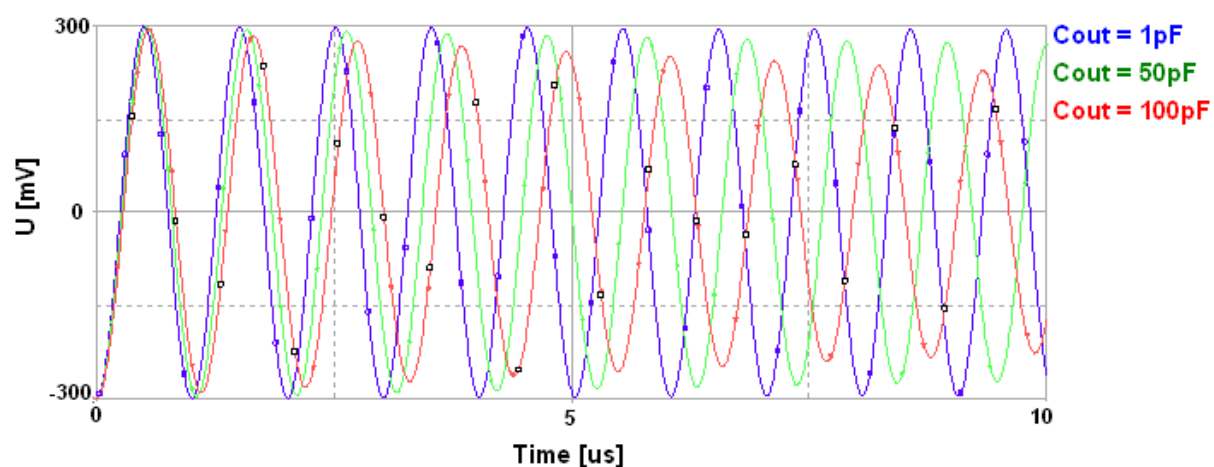
Obr. 16.22: Časové průběhy oscilací – pro různé hodnoty vstupního odporu R_{in}



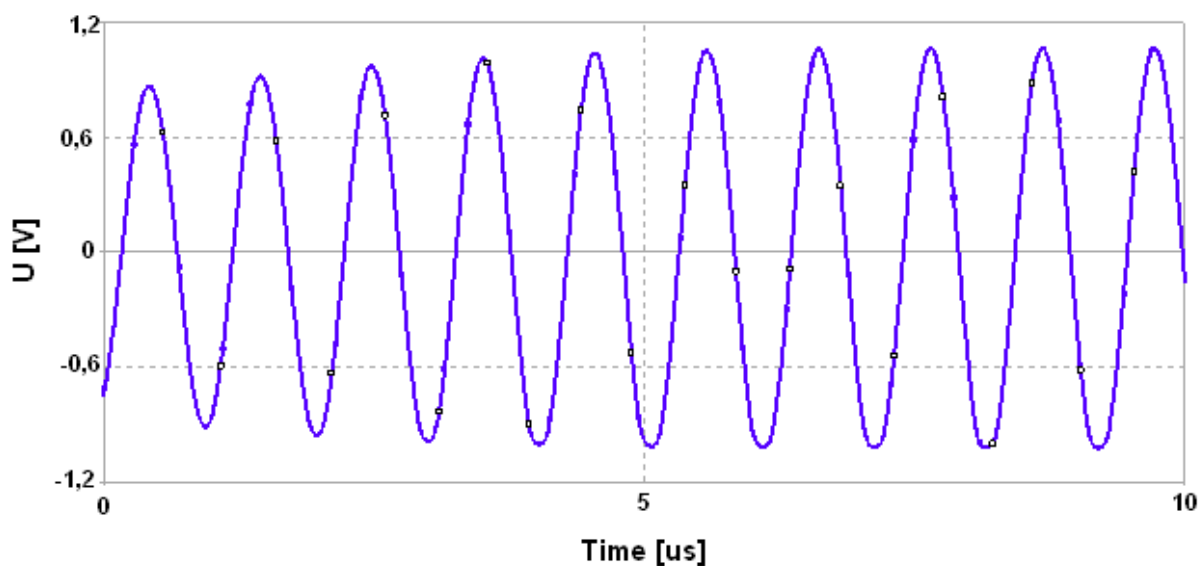
Obr. 16.23: Časové průběhy oscilací – pro různé hodnoty vstupního kondenzátoru C_{in}



Obr. 16.24: Časové průběhy oscilací – pro různé hodnoty výstupního odporu R_{out}



Obr. 16.25: Časové průběhy oscilací – pro různé hodnoty výstupního kondenzátoru C_{out}



Obr. 16.26: Nasazení kmitů přeladitelného oscilátoru (CFA, AD844) na kmitočtu 1MHz